

VŠB - Technická univerzita Ostrava  
Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Katedra elektroenergetiky

**Návrh generátoru spínacího impulzu s transformátorem**  
**Project of Switch Impulse Generator with Transformer**

# Zadání diplomové práce

Student: **Jaromír Svoboda**

Studijní program: N2649 Elektrotechnika

Studijní obor: 3907R001 Elektroenergetika

Téma: **Návrh generátoru spínacího impulzu s transformátorem**  
**Project of Switch Impulse Generator with Transformer**

Zásady pro vypracování:

1. Generátor spínacího impulzu a jeho parametry
2. Syntéza obvodu generátoru s transformátorem
3. Ověřovací měření
4. Konečný návrh generátoru

Seznam doporučené odborné literatury:

1. MACH, Věslav: *Technika vysokého napětí*. Ostrava: Skriptum, ES VŠB-TUO, 2001, 110 s. ISBN 80-7078-879-9
2. Rule Book EMTP-ATP

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **doc. Dr.Ing. Věslav Mach**

Datum zadání: 19.11.2010

Datum odevzdání: 06.05.2011

---

prof. Ing. Stanislav Rusek, CSc.  
*vedoucí katedry*

---

prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.  
*děkan fakulty*

### **Prohlášení**

„Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.“

Prohlašuji, že

- jsem byl seznámen s tím, že na moji diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. – autorský zákon, zejména §35 – užití díla v rámci občanských a náboženských obřadů, v rámci školních představení a užití díla školního a §60 – školní dílo.
- beru na vědomí, že Vysoká škola báňská – technická univerzita Ostrava (dále jen VŠB-TUO) má právo nevýdělečně ke své vnitřní potřebě diplomovou práci užít (§35 ods. 3).
- souhlasím s tím, že jeden výtisk diplomové práce bude uložen v Ústřední knihovně VŠB-TUO k prezenčnímu nahlédnutí a údaje o diplomové práci budou zveřejněny v informačním systému VŠB-TUO.
- beru na vědomí, že odevzdáním své práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, bez ohledu na výsledek její obhajoby.

V Ostravě .....

Podpis studenta .....

### **Abstrakt**

Úkolem této diplomové práce je vytvořit metodiku návrhu generátoru spínacího impulsu s transformátorem a tuto metodiku ověřit.

Je zde nastíněna problematika generátorů spínacích impulsů (všeobecné poznatky, základní zapojení atd.), dále je vytvořena metodika návrhu generátoru s transformátorem. Základem je zjednodušený obvod transformátoru a některé další prvky v současnosti běžně používaných generátorů v  $RC$  zapojení.

Pro teoretické ověření metodiky návrhu byl použit program EMTP-ATP, pro praktické měření pak vysokonapěťový transformátor 9WN660 04.

### **Klíčová slova**

generátor normalizovaného spínacího impulsu (s transformátorem), spínací přepětí, EMTP-ATP

### **Abstract**

Main purpose of this diploma work is created procedure for project of switch impulse generator with transformer and attested this procedure.

There is foreshadowed dilemma of switch impulse generators (general cognisances, basic wiring etc.), further is created proposal for project of switch impulse generator with transformer. Basis of project is simplified circuit of transformer and any of the other generators components in *RC* connection, that are usually used in present.

To theoretical check procedure of project was used program EMTP-ATP, to practical measuring was used high-voltage transformer 9WN660 04.

### **Key words**

generator of normalized switching impulse (with transformer), switching overvoltage, EMTP-ATP

## Seznam symbolů

$C_1$	(F)	činná kapacita generátoru
$C_2$	(F)	zatěžovací kapacita generátoru
$C_p$	(F)	parazitní kapacita transformátoru
$E$	(J)	nabíjecí energie generátoru
$E_V$	(J)	využitá energie
$G$	(-)	generátor impulzů
$I_0$	(A)	proud naprázdno transformátoru
$I_1$	(A)	primární proud transformátoru
$I_2$	(A)	sekundární proud transformátoru
$I_m$	(A)	maximální hodnota proudu
$L_{1T}$	(H)	indukčnost primárního vinutí transformátoru
$L_{2T}$	(H)	indukčnost sekundárního vinutí transformátoru
$L_k$	(H)	indukčnost nakrátko transformátoru
$L_\mu$	(H)	indukčnost magnetického obvodu transformátoru
$S$	(-)	spínací jiskřiště
$S$	(V·A)	výkon transformátoru
$R_1$	( $\Omega$ )	čelní odpor generátoru
$R_{1T}$	( $\Omega$ )	odpor primárního vinutí transformátoru
$R_2$	( $\Omega$ )	týlní odpor generátoru
$R_{2T}$	( $\Omega$ )	odpor sekundárního vinutí transformátoru
$R_{Ext}$	( $\Omega$ )	externí odpor generátoru
$R_{Fe}$	( $\Omega$ )	odpor magnetického obvodu transformátoru
$R_i$	( $\Omega$ )	vnitřní odpor generátoru impulzů
$R_k$	( $\Omega$ )	odpor nakrátko transformátoru
$R_z$	( $\Omega$ )	zatěžovací odpor generátoru
$T_c$	(s)	doba čela napět'ového impulzu
$T_p$	(s)	doba půltýlu napět'ového impulzu
$Tr$	(-)	transformátor
$U_0$	(V)	napětí naprázdno transformátoru
$U_1$	(V)	napětí na primární straně transformátoru
$U_2$	(V)	napětí na sekundární straně transformátoru
$U_C$	(V)	nabíjecí napětí generátoru
$U_g$	(V)	napětí generátoru impulzů
$U_m$	(V)	maximální hodnota napětí impulzu
$U_z$	(V)	napětí spínaného zdroje BS 554
$X$	(-)	pomocný činitel
$Z$	(-)	spínaný zdroj BS 554
$Z$	( $\Omega$ )	impedance transformátoru
$Z_0$	( $\Omega$ )	impedance naprázdno transformátoru

$Z_k$	( $\Omega$ )	impedance nakrátko transformátoru
$\cos\varphi$	(-)	účinník
$f$	(Hz)	frekvence
$f_r$	(Hz)	rezonanční frekvence
$i_0$	(%)	proud naprázdno transformátoru
$i_{ust}$	(A)	ustálená složka proudu
$i_{vp}$	(A)	vlastní přechodná složka proudu
$p$	(-)	převod transformátoru, Laplaceův operátor
$u$	(V)	výstupní napětí generátoru
$u_k$	(%)	napětí nakrátko transformátoru
$t$	(s)	čas
$\Delta P_0$	(W)	ztráty naprázdno transformátoru
$\Delta P_k$	(W)	ztráty nakrátko transformátoru
$\Theta, \alpha, \eta$	(-)	konstanty generátoru
$\delta, \tau$	(-)	časové konstanty obvodů
$\eta_E$	(-)	využití nabíjecí energie generátorem
$\lambda$	(-)	kořen charakteristické rovnice
$\varphi$	(°)	fázový posun

## Obsah

Úvod.....	1
1 Generátor spínacího impulsu a jeho parametry.....	2
1.1 Normalizovaný spínací impuls napětí - parametry .....	2
1.2 Základní zapojení.....	3
1.2.1 Návrh generátoru spínacího impulsu napětí.....	4
1.3 Generátor spínacího impulsu napětí s transformátorem.....	6
1.4 Požadavky na generátory spínacích impulsů napětí .....	6
2 Syntéza obvodu generátoru s transformátorem.....	7
2.1 Návrh generátoru s transformátorem.....	10
3 Ověřovací měření .....	22
3.1 Měření odporů vinutí transformátoru.....	22
3.2 Měření naprázdno transformátoru.....	22
3.3 Odezva transformátoru na jednotkový skok.....	24
3.3.1 Určení parazitní kapacity.....	25
3.3.1.1 Transformátor naprázdno .....	25
3.3.1.2 Transformátor při zatížení .....	28
3.4 Odezva indukčnosti magnetického obvodu při sepnutí.....	30
4 Konečný návrh generátoru .....	34
4.1 Parametry transformátoru.....	34
4.2 Návrh součástek generátoru .....	36
5 Něco z historie návrhu .....	42
5.1 Ověřovací měření.....	42
5.1.1 Měření nakrátko transformátoru.....	42
5.1.2 Měření <i>LCR</i> metrem.....	42
5.1.3 Frekvenční závislost transformátoru .....	43
5.1.3.1 Určení parazitní kapacity.....	44
5.2 Metody návrhu generátoru s transformátorem .....	48
5.2.1 Návrh generátoru metodou " <i>pokus-omyl</i> " .....	48
5.2.2 Návrh generátoru bez uvažování parazitních kapacit.....	51
5.2.3 Návrh generátoru s uvažováním parazitních kapacit.....	54
5.2.3.1 Se zanedbáním odporu magnetického obvodu .....	54
5.2.3.2 Se zanedbáním indukčnosti magnetického obvodu .....	60
Závěr .....	64
Seznam obrázků .....	65
Literatura.....	67



## Úvod

Diplomová práce navazuje na bakalářskou práci a zabývá se generátory spínacích impulzů napětí, které slouží k simulaci spínacích přepětí vzniklých při manipulaci v elektrických obvodech jako jsou např. vypínání zkratů, vypínání malých indukčních a kapacitních proudů, zapínání nezatížených vedení atd. Generátory dále slouží ke zkouškám izolace na elektrickou pevnost (transformátorů, přístrojů, vedení) spínacím impulzem, pro určení charakteristik spínacích impulzů, ke zjišťování ochranného působení zemnicích lan a pro studium výbojů při velmi vysokém napětí. Všeobecné poznatky a možnosti zapojení těchto generátorů jsou shrnuty v první kapitole. [6]

Generátory jsou dnes vyráběny především jako derivační  $RC$  článek, jejichž stavbou a testováním se zabývá např. firma Haefely. Jsou založeny na principu vybíjení nabitého kondenzátoru do obvodu složeného z odporů a kondenzátoru. Návrhem metodiky, který je založen na dosud nepoužívaném principu vybíjení nabitého kondenzátoru do vinutí transformátoru, se podrobněji zabývá kapitola 2.1. Základem těchto generátorů je speciální transformátor, který je nutno dle návrhu vyrobit a kapacity získané z katalogu generátorů v  $RC$  zapojení pro zachování nabíjecí energie. Výhodou takovýchto generátorů je možnost nabíjení kondenzátoru daleko nižším napětím při zachování stejné amplitudy jako u  $RC$  generátorů, kterou obstará převod transformátoru.

Další dvě kapitoly se zabývají testováním vysokonapěťového transformátoru 9WN660 04, následným návrhem součástek potřebných k sestavení generátoru spínacího impulsu s tímto transformátorem, teoretickým a praktickým ověřením metodiky návrhu. Pro teoretické ověření bylo použito programu EMTP-ATP.

Na závěr je diplomová práce obohacena dalšími poznatky, testy a metodami, které neměly v průběhu bádání pro návrh generátoru spínacího impulsu s transformátorem podstatný přínos, nebo nebyly objasněny.

# 1 Generátor spínacího impulsu a jeho parametry

Generátory spínacích impulsů napětí se nejčastěji používají pro zkoušení izolace transformátorů, přístrojů, vedení (koordinace izolace), pro určení charakteristik spínacích impulsů, ke zjišťování ochranného působení zemnicích lan, k simulaci spínacího přepětí při manipulacích v elektrických obvodech a pro studium výbojů při velmi vysokém napětí jak již bylo řečeno v úvodu. [1]

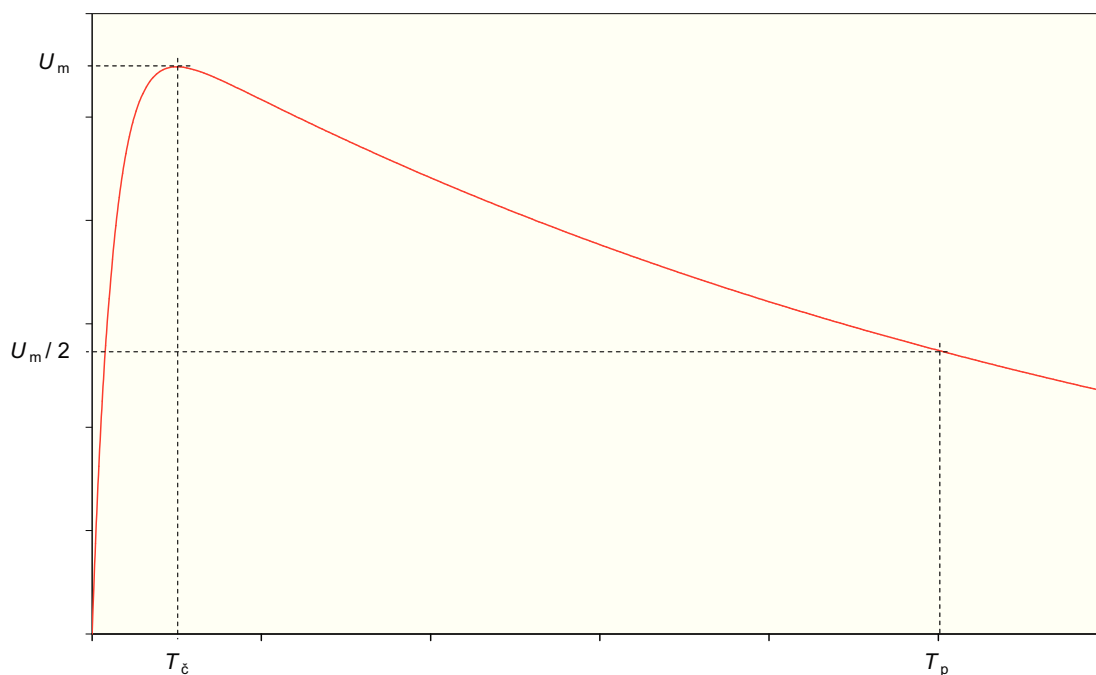
Koordinace izolace zahrnuje volbu elektrické pevnosti zařízení a způsob její aplikace v provozu v závislosti na napětích, která se mohou objevit v soustavě. Rozlišují se tři kategorie nejvyšších napětí A (1 až 52 kV), B (52 až 300 kV) a C (nad 300 kV). Spínacím impulzem se zkouší izolační hladina v kategorii C. [2]

## 1.1 Normalizovaný spínací impuls napětí - parametry

Pro simulaci spínacího přepětí se používá normalizovaný spínací impuls napětí. Je to jednosměrná vlna, která plynule vzrůstá na maximální hodnotu a pak zaniká. Je charakterizována polaritou, maximální hodnotou ( $U_m$ ), tvarem a dobou trvání. [1]

Vlna napětí, která není přerušena průrazem nebo přeskokem, se nazývá *plná vlna napětí*. Vlna napětí, která je přerušena průrazem nebo přeskokem (prudký pokles napětí), se nazývá *kusá vlna napětí*. [1]

Normalizovaný spínací impuls má dobu čela  $T_c = 250 \mu s$  s tolerancí  $\pm 20 \%$ , dobu půltýlu  $T_p = 2500 \mu s$  s tolerancí  $\pm 60 \%$ . Tolerance maximální hodnoty  $U_m$  je  $\pm 3 \%$ . [2] Doba čela impulsu je čas, za který se napětí dostane z nuly na maximální hodnotu  $U_m$  a doba půltýlu je čas, kdy napětí klesne na hodnotu  $U_m/2$ . [1] Na Obr. 1.1 je naznačeno vyhodnocení normalizovaného spínacího impulsu napětí.

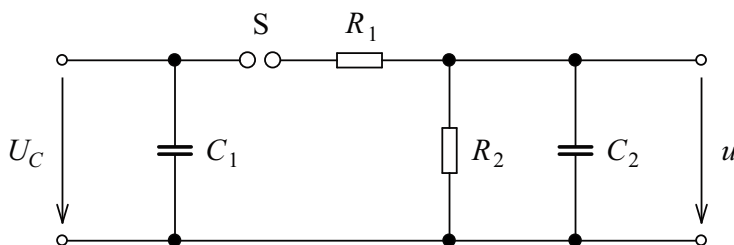


**Obr. 1.1** Vyhodnocení normalizovaného spínacího impulsu napětí

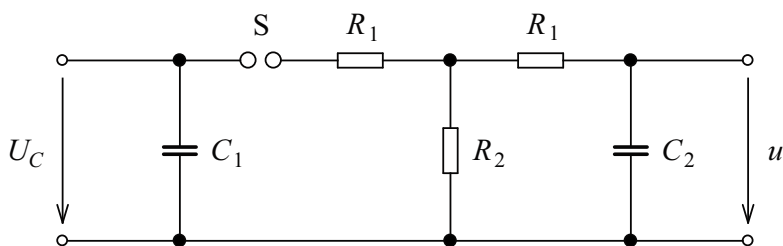
## 1.2 Základní zapojení

Obvyklé zapojení generátoru spínacího impulsu napětí je na Obr. 1.2. Skládá se z tzv. činné kapacity  $C_1$ , zatěžovací kapacity  $C_2$ , čelního odporu  $R_1$ , týlního odporu  $R_2$  a spínacího jiskřiště  $S$ . Nabítený kondenzátor  $C_1$  ze stejnosměrného zdroje se přes toto jiskřiště vybije do kondenzátoru  $C_2$  přes čelní odpor  $R_1$ . Vybíjení kondenzátoru  $C_2$  je dáno týlním odporem  $R_2$ . [1]

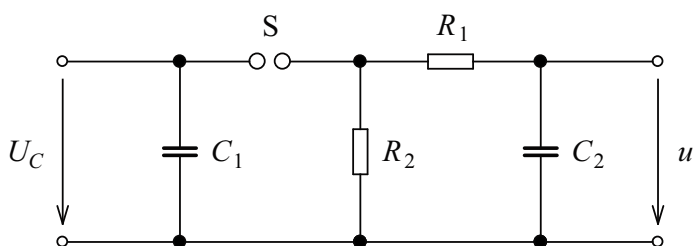
Další možnosti zapojení jsou na Obr. 1.3 a Obr. 1.4. Jedná se o jednostupňový generátor, který je odvozen z Marxova vícešupňového zapojení. Od schéma na Obr. 1.2 se liší zapojením čelního odporu  $R_1$ , což umožňuje vyrobit napěťový impuls o větší amplitudě. [1]



**Obr. 1.2** Schéma zapojení generátoru spínacího impulsu napětí



Obr. 1.3 Schéma jednostupňového generátoru spínacího impulzu napětí



Obr. 1.4 Schéma jednostupňového generátoru spínacího impulzu napětí

### 1.2.1 Návrh generátoru spínacího impulzu napětí

Počítají se tyto hodnoty:

- tvary napěťové vlny
- konstanty (odpory a kapacity)

Pro návrh generátoru slouží obecná Angeliniho rovnice. [2]

$$u = \frac{U_C}{\eta \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{\alpha^2}}} \cdot \left[ e^{-\left(\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1}\right) \frac{t}{\Theta}} - e^{-\left(\alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1}\right) \frac{t}{\Theta}} \right] \quad (1.1)$$

kde  $\eta$ ,  $\alpha$ ,  $\Theta$  jsou konstanty,  $U_C$  je napětí na činné kapacitě  $C_1$  (vrcholová hodnota napětí na zkoušeném předmětu je  $U_m$ ). Velikosti konstant  $\alpha$ ,  $\eta$ ,  $\Theta$  pro různá schémata Angelini vypočítal. V Tab. 1.1 jsou uvedeny tyto konstanty pro spojení podle Obr. 1.2 a Obr. 1.4. [1]

**Tab. 1.1 Parametry generátorů spínacích impulzů napětí**

Charakteristické hodnoty spínacího impulsu napětí jako funkce konstant generátoru			
Obr.	$\Theta =$	$\eta =$	$\alpha =$
1.2	$\sqrt{C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2}$	$1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2}$	$\frac{\eta}{2} \cdot \sqrt{\frac{R_2 \cdot C_1}{R_1 \cdot C_2}}$
1.4	$\sqrt{C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2}$	$1 + \frac{C_2}{C_1} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$	$\frac{\eta}{2} \cdot \sqrt{\frac{R_2 \cdot C_1}{R_1 \cdot C_2}}$
Konstanty generátoru jako funkce charakteristických hodnot spínacího impulsu napětí			
Obr.	$X =$	$R_1 =$	$R_2 =$
1.2	$\frac{1}{\alpha^2} \cdot \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)$	$\frac{\alpha \cdot \Theta}{C_1} \cdot (1 - \sqrt{1 - X})$	$\frac{\alpha \cdot \Theta}{C_1 + C_2} \cdot (1 + \sqrt{1 - X})$
1.4	$\frac{1}{\alpha^2} \cdot \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)$	$\frac{\alpha \cdot \Theta}{C_2} \cdot (1 - \sqrt{1 - X})$	$\frac{\alpha \cdot \Theta}{C_1 + C_2} \cdot (1 + \sqrt{1 - X})$

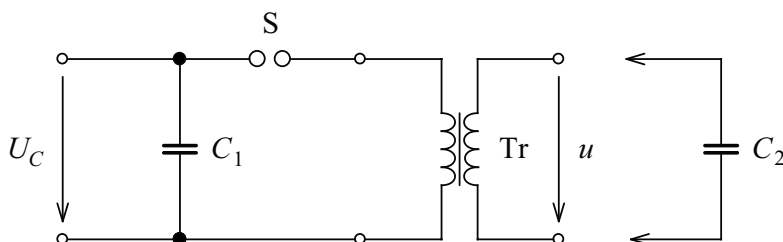
Zpravidla jsou známy kapacity  $C_1$ ,  $C_2$  a doby čela a půltýlu. Počítají se odpory  $R_1$  a  $R_2$ , kterými se dosahuje potřebný tvar impulsu. [1]

Dále je nutné určit konstantu generátoru  $\alpha$ . Tato konstanta je u spínacího impulsu s poměrem doby čela a doby půltýlu 250/2500 rovna 3,62. Z Angeliniho rovnice lze odvodit vztah pro čas maxima (doby čela) a odtud určit konstantu  $\Theta$ . [3]

$$\Theta = T_{\epsilon} \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\ln \frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1}}} \quad (1.2)$$

### 1.3 Generátor spínacího impulsu napětí s transformátorem

Generátor je opět složen z činné kapacity  $C_1$ , zatěžovací kapacity  $C_2$  (zkoušený předmět), transformátoru Tr a spínacího jiskřiště S. Schéma zapojení je na Obr. 1.5. Kondenzátor  $C_1$  je nabit ze stejnosměrného zdroje napětí a přes spínací jiskřiště se vybíjí do vinutí transformátoru. Na výstupu se objeví napěťový impuls jehož tvar je ovlivněn odporem a indukčností primárního, sekundárního a magnetického obvodu transformátoru.



Obr. 1.5 Schéma zapojení generátoru spínacího impulsu napětí s transformátorem

### 1.4 Požadavky na generátory spínacích impulsů napětí

Generátory spínacích impulsů napětí by pokud možno měly zabírat co nejmenší místo, uspořádání by mělo být přehledné s co nejmenší indukčností. [1]

Energie generátoru  $E = C_1 \cdot U_C^2 / 2$  se mění s připojením zkoušeného předmětu. Kapacity zkoušených předmětů jsou různé. Nejmenší kapacitu mají průchodky a izolátory (100 ÷ 300 pF). U transformátoru se nejprve uplatňuje kapacita, pak se uplatní indukčnost. Největší kapacitu mají kabely (až 0,1 μF). [1]

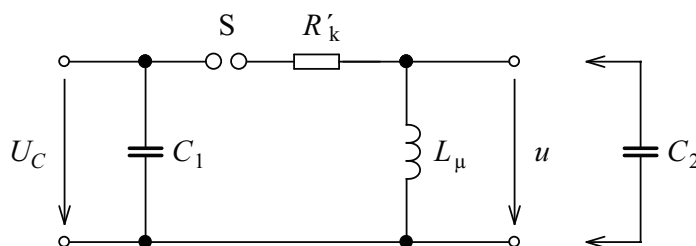
Pro vyšší napětí se používají složitější zapojení generátorů spínacích impulsů napětí. Pro výrobu zvlášť vysokých spínacích napětí se používají transformátory řazené v kaskádě. [1]

## 2 Syntéza obvodu generátoru s transformátorem

Transformátor je dvojbran, nejčastěji T-článek. Někdy se také nahrazuje  $\Gamma$ -článkem jako zde. Vybíjením nabitého kondenzátoru do vinutí transformátoru, jak už bylo řečeno, se dá vyrobit spínací impuls napětí.

Na tvar tohoto impulsu mají v různém okamžiku vliv jiné parametry dvojbranu. V době nárůstu vlny do doby čela má zásadní vliv zatěžovací kapacita  $C_2$  a podélná větev transformátoru, tedy činný odpor  $R'_k$  a rozptylová reaktance  $X_{\sigma k}$ . Na tvar klesající části impulsu má potom vliv nabíjecí kapacita  $C_1$ , příčná větev transformátoru (činný odpor jádra  $R_{Fe}$  a hlavní reaktance  $X_\mu$ ) a odpor podélné větve transformátoru. Pro zjednodušení výpočtu se zanedbává rozptylová reaktance v podélné větvi a odpor jádra v příčné větvi, který je pro běžné distribuční transformátory oproti hlavní reaktanci zanedbatelný.

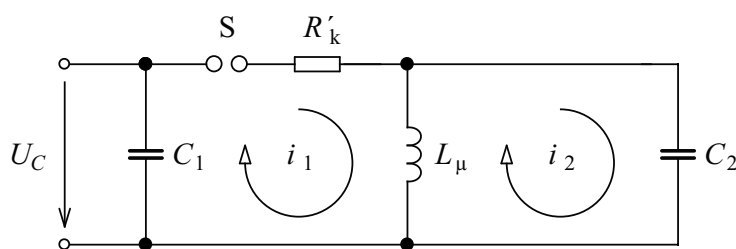
Celkové zjednodušené schéma je na Obr. 2.1. Je to lineární obvod s více zásobníky energie (indukčnost a kapacity). Takovéto obvody se řeší buď klasickými metodami (řešením diferenciální rovnice) nebo se používá některá z integrálních transformací. Nejznámější transformace jsou Laplaceova a Fourierova transformace. [5]



Obr. 2.1  $RLC(-C)$  obvod

### Řešení diferenciální rovnice

Metodou smyčkových proudů se pro každou smyčku obvodu na Obr. 2.2 dá napsat integrodiferenciální rovnice.



Obr. 2.2 Naznačení smyčkových proudů v obvodu  $RLC(-C)$

$$i_1 : \frac{1}{C_1} \cdot \int_0^t i_1 dt + R'_k \cdot i_1 + L_\mu \cdot \frac{di_1}{dt} - L_\mu \cdot \frac{di_2}{dt} = U_C \quad (2.1)$$

$$i_2 : \frac{1}{C_2} \cdot \int_0^t i_2 dt + L_\mu \cdot \frac{di_2}{dt} - L_\mu \cdot \frac{di_1}{dt} = 0 \quad (2.2)$$

Po derivování a dalších úpravách rovnic (2.1) a (2.2) má výsledná diferenciální rovnice tvar:

$$R'_k \cdot \frac{d^3 i_2}{dt^3} + \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \cdot \frac{d^2 i_2}{dt^2} + \frac{R'_k}{L_\mu \cdot C_2} \cdot \frac{di_2}{dt} + \frac{i_2}{L_\mu \cdot C_1 \cdot C_2} = 0 \quad (2.3)$$

Potom charakteristická rovnice je:

$$R'_k \cdot \lambda^3 + \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \cdot \lambda^2 + \frac{R'_k}{L_\mu \cdot C_2} \cdot \lambda + \frac{1}{L_\mu \cdot C_1 \cdot C_2} = 0 \quad (2.4)$$

Obecné řešení diferenciální rovnice:

$$i_2 = C_1 \cdot e^{-\lambda_1 \cdot t} + C_2 \cdot e^{-\lambda_2 \cdot t} + C_3 \cdot e^{-\lambda_3 \cdot t} + i_{2p} \quad (2.5)$$

Výstupní napětí je dáno vztahem:

$$u_{C_2} = \frac{1}{C_2} \cdot \int_0^t i_2 dt \quad (2.6)$$

## Řešení pomocí Laplaceovy transformace

V elektrotechnice se nejčastěji používá při řešení přechodových dějů Laplaceovy jednostranné transformace, při níž se časové funkce  $f(t)$  (vzor, originál) přiřazuje její obraz  $F(p)$  následujícím vztahem. [5]

$$F(p) = \int_0^\infty f(t) \cdot e^{-pt} dt \quad (2.7)$$



K danému obrazu  $F(p)$  se originál vypočítá zpětnou transformací. Pro obvod na Obr. 2.2 je soustava integrodiferenciálních rovnic:

$$i_1 : \frac{1}{C_1} \cdot \int_0^t i_1 dt + u_{C_1}(0_+) + R'_k \cdot i_1 + L_\mu \cdot \frac{di_1}{dt} - L_\mu \cdot \frac{di_2}{dt} = U_C \quad (2.8)$$

$$i_2 : \frac{1}{C_2} \cdot \int_0^t i_2 dt + u_{C_2}(0_+) + L_\mu \cdot \frac{di_2}{dt} - L_\mu \cdot \frac{di_1}{dt} = 0 \quad (2.9)$$

Každý člen v rovnicích se vynásobí  $e^{-pt}$  a integruje od nuly do nekonečna: (2.10)

$$\begin{aligned} i_1 : \int_0^\infty \frac{1}{C_1} \cdot \int_0^t i_1 dt \cdot dt + \int_0^\infty u_{C_1}(0_+) \cdot e^{-pt} dt + \int_0^\infty R'_k \cdot i_1 \cdot e^{-pt} dt + \int_0^\infty L_\mu \cdot \frac{di_1}{dt} \cdot e^{-pt} dt - \int_0^\infty L_\mu \cdot \frac{di_2}{dt} \cdot e^{-pt} dt = \\ = \int_0^\infty U_C \cdot e^{-pt} dt \end{aligned}$$

$$i_2 : \int_0^\infty \frac{1}{C_2} \cdot \int_0^t i_2 dt \cdot dt + \int_0^\infty u_{C_2}(0_+) \cdot e^{-pt} dt + \int_0^\infty L_\mu \cdot \frac{di_2}{dt} \cdot e^{-pt} dt - \int_0^\infty L_\mu \cdot \frac{di_1}{dt} \cdot e^{-pt} dt = 0$$

Obrazy časových funkcí pro první smyčku jsou: [5] (2.11)

$$\int_0^\infty i_1 \cdot e^{-pt} dt = I_1(p)$$

$$\int_0^\infty U_C \cdot e^{-pt} dt = \frac{U_C}{p}$$

$$\int_0^\infty \frac{di_1}{dt} \cdot e^{-pt} dt = p \cdot I_1(p) - i_1(0_+)$$

$$\int_0^\infty \int_0^t i_1 dt \cdot dt = \frac{I_1(p)}{p}$$

$$\int_0^\infty u_{C_1}(0_+) \cdot e^{-pt} dt = \frac{u_{C_1}(0_+)}{p}$$

Obdobně pak pro druhou smyčku. Dosazením rovnic (2.11) do (2.10) přejdou originály rovnic (2.8), (2.9) v jejich obrazy, kde  $i_1(0_+) = 0$ ,  $u_{C_1}(0_+) = 0$ ,  $u_{C_2}(0_+) = 0$ . Řešením soustavy těchto obrazů rovnic je obraz hledaného proudu:

$$I_2(p) = \frac{U_c}{\frac{1}{p^2 \cdot L_\mu \cdot C_1 \cdot C_2} + \frac{R'_k}{p \cdot L_\mu \cdot C_2} + R'_k \cdot p + \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)} \quad (2.12)$$

Zpětnou transformací rovnice (2.12) se určí časová závislost proudu  $i_2$ . Výstupní napětí je opět dáno vztahem (2.6).

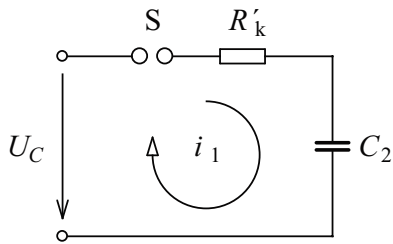
## 2.1 Návrh generátoru s transformátorem

Řešení proudů pomocí výše uvedených postupů a z nich následné vyjádření neznámých parametrů  $R'_k$  a  $L_\mu$  je velice obtížné a časově náročné. Výhodnější je použít metodu, která je založena na základě porovnávání časových konstant s Angeliniho rovnicemi.

Je tedy nutné nejprve navrhnout generátor spínacího impulsu v  $RC$  zapojení dle kapitoly 1.2.1, kde jsou zpravidla známy kapacity  $C_1$ ,  $C_2$  a doby čela a půltýlu. Počítají se odpory  $R_1$  a  $R_2$ , kterými se dosahuje potřebný tvar impulsu. Za předpokladu použití těchto kapacit také pro generátor s transformátorem, je možno po porovnání časových konstant dopočítat odpor  $R'_k$  a indukčnost  $L_\mu$ .

Celkové schéma z Obr. 2.1 se pak "rozdělí" na dvě, kde jeden obvod vyrobí čelo a druhý obvod tyl impulsu. Vzniknou tak dvě jednoduchá schémata sestavena právě z těch prvků, které mají zásadní vliv na tvar v jednotlivých okamžicích impulsu (viz. předchozí). Teoretické průběhy napětí těchto dvou obvodů jsou naznačeny na Obr. 2.7.

První tzv. "čelní obvod" se skládá z odporu podélné větve transformátoru a zatěžovací kapacity  $C_2$ . Indukčnost  $L_k$  se pro jednoduchost zanedbává, avšak její hodnota je dána podmínkou (2.20). Rovněž se zanedbává odpor magnetického obvodu  $R_{Fe}$ , který je pro běžné distribuční transformátory daleko větší než hlavní reaktance, a tudíž nemá velký vliv. Pro naznačenou smyčku na Obr. 2.3 platí rovnice proudu (2.13).

**Obr. 2.3 Obvod čela impulzu**

$$i_1 : \frac{1}{C_2} \cdot \int_0^t i_1 dt + u_{C_2}(0_+) + R'_k \cdot i_1 = U_C \quad (2.13)$$

Pomocí Laplaceovy transformace, jak již bylo naznačeno dříve, je časová závislost proudu:

$$i_1 = \frac{U_C}{R'_k} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.14)$$

kde

$$\tau = R'_k \cdot C_2 \quad (2.15)$$

Pro napětí na kapacitě  $C_2$  pak platí vztah:

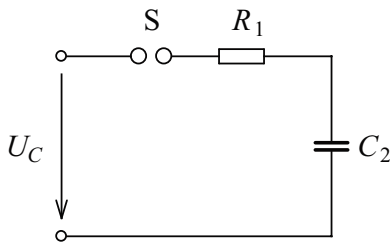
$$u_{C_2} = \frac{1}{C_2} \cdot \int_0^t i_1 dt = U_C \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (2.16)$$

Schéma na Obr. 1.4, ze kterého odvozoval rovnici Angelini, lze také rozdělit. Obvod čela impulzu je na Obr. 2.4. Taktéž se jedná o jednoduchý  $RC$  obvod kde napětí na kapacitě  $C_2$  je dáno vztahem:

$$u_{C_2} = U_C \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\delta}}\right) \quad (2.17)$$

kde

$$\delta = R_1 \cdot C_2 \quad (2.18)$$



Obr. 2.4 RC Obvod čela impulsu

Rovnice (2.16) (2.17) jsou si podobné, liší se pouze v časových konstantách. Aby platila rovnost těchto dvou rovnic, musejí se rovnat časové konstanty. Z této podmínky je potom odpor podélné větve transformátoru roven:

$$R'_k = \frac{R_1 \cdot C_2}{C_2} = R_1 \quad (2.19)$$

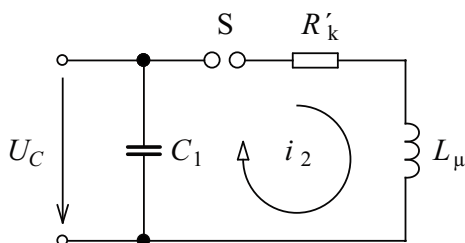
Zanedbaná indukčnost podélné větve, která způsobuje nepříznivé oscilace dle Thomsonova vztahu se zatěžovací kapacitou  $C_2$  v oblasti čela impulsu, by neměla překročit hodnotu plynoucí z následující aperiodické podmínky. I přesto tato indukčnost může v některých případech způsobit nepatrné zkrácení doby čela  $T_\zeta$ , proto je třeba tuto indukčnost ještě snížit. Nejlepší výsledek je zpravidla dosažen se čtyřikrát menší indukčností než je následující:

$$L_k \leq \frac{R'^2_k \cdot C_2}{4} \quad (2.20)$$

Dá se předpokládat, že potřebný odpor  $R'_k$  k utlumení nepříznivých oscilací bude muset být několikanásobně větší než indukčnost  $L_k$ . Cívku s takovými parametry bude pravděpodobně obtížné vyrobit. Nejvýhodnější je tedy vyrobit cívku dle indukčnosti (2.20) a přebytečný odpor, který pak vznikne, je možno předřadit před transformátor jako  $R_{\text{Ext}}$ . Jeho hodnota bude dána rozdílem skutečného odporu podélné větve transformátoru  $R_k$  a odporu  $R'_k$  z rovnice (2.19), potřebného k utlumení oscilací vzniklé  $L_k$   $C_2$  obvodem.

$$R'_k = (R_k + R_{\text{Ext}}) \geq 2 \cdot \sqrt{\frac{L_k}{C_2}} \Rightarrow R_{\text{Ext}} \geq 2 \cdot \sqrt{\frac{L_k}{C_2}} - R_k \quad (2.21)$$

Druhý tzv. "týlní obvod" je složen opět z odporu podélné větve transformátoru  $R'_k$ . Dále pak z činné kapacity  $C_1$  a indukčnosti magnetického obvodu  $L_\mu$ . Odpor magnetického obvodu  $R_{\text{Fe}}$  se jako u "čelního obvodu" neuvažuje. Pro naznačenou proudovou smyčku ve schématu na Obr. 2.5 platí rovnice (2.22).



Obr. 2.5 Obvod týlu impulsu

$$i_2 : \frac{1}{C_1} \cdot \int_0^t i_2 dt + u_{C_1}(0_+) + R'_k \cdot i_2 + L_\mu \cdot \frac{di_2}{dt} = U_C \quad (2.22)$$

Po zpětné Laplaceově transformaci:

$$i_2 = \frac{2 \cdot U_C \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot \sinh\left(\frac{t \cdot \sqrt{A}}{2}\right)}{L_\mu \cdot \sqrt{A}} \quad (2.23)$$

kde

$$\tau = \frac{2 \cdot L_\mu}{R'_k} \quad (2.24)$$

$$A = 4 \cdot \left( \frac{1}{\tau^2} - \frac{1}{L_\mu \cdot C_1} \right) \quad (2.25)$$

Napětí na indukčnosti pak určuje rovnice:

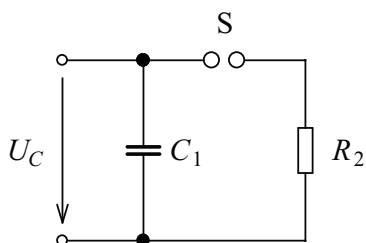
$$u_{L_\mu} = L_\mu \cdot \frac{di_2}{dt} = U_C \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot \left[ \cosh\left(\frac{t \cdot \sqrt{A}}{2}\right) - \frac{2 \cdot \sinh\left(\frac{t \cdot \sqrt{A}}{2}\right)}{\tau \cdot \sqrt{A}} \right] \quad (2.26)$$

Schéma na Obr. 1.4, ze kterého odvozoval rovnici impulsu Angelini, také tvoří obvod týlu. Je to opět jednoduchý RC článek (viz. Obr. 2.6). Napětí na odporu  $R_2$  je dáno vztahem:

$$u_{R_2} = U_C \cdot e^{-\frac{t}{\delta}} \quad (2.27)$$

kde

$$\delta = R_2 \cdot C_1 \quad (2.28)$$



**Obr. 2.6 RC obvod týlu impulsu**

Rovnice (2.26) (2.27) si podobné nejsou, a tudíž porovnání časových konstant jako u "čelních obvodů" nelze ihned provést. Nastávají tři případy:

a) Z rovnice (2.26) plyne aperiodická podmínka  $A \geq 0$ , a tedy maximální možná indukčnost magnetického obvodu (2.29), která zaručuje aperiodický tvar týlu impulsu. Pro tuto hodnotu indukčnosti  $L_\mu$  však nemusí být dodrženy normalizované parametry impulsu, především doba půltýlu  $T_p$ .

$$L_\mu \leq \frac{R_k'^2 \cdot C_1}{4} \quad (2.29)$$

b) Druhou možností je dosadit do rovnice (2.26) za čas  $t$  normalizovanou dobu půltýlu  $T_p$ , za napětí  $u_{L_\mu}$  polovinu maximální hodnoty napětí  $U_m/2$  z předem navrženého generátoru dle Angeliniho a číselně pak vyjádřit indukčnost příčné větve. Vzhledem k náročnosti výpočtu, je vhodné toto přenechat nějakému z matematických PC programů. Doba půltýlu tedy bude přesně dle normalizované hodnoty, avšak bude-li hodnota  $L_\mu$  větší než indukčnost z (2.29), nebude zaručen aperiodický tvar týlu impulsu.

To lze vykompenzovat připojením zatěžovacího odporu  $R_z$ , ovšem za cenu snížení amplitudy. Jelikož je obvod týlu závislý na obvodu čela prostřednictvím odporu  $R_k'$ , je třeba nově navrhnout také čelo impulsu. V obvodech na Obr. 2.3 a Obr. 2.5 tedy přibývá odpor  $R_z$ . Rovnice napětí pro čelo impulsu bude:

$$u_{R_z} = \frac{U_C}{\eta} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (2.30)$$

kde

$$\eta = 1 + \frac{R'_k}{R_z} \quad (2.31)$$

$$\tau = \frac{R'_k \cdot C_2}{\eta} \quad (2.32)$$

Tato rovnice je opět podobná rovnici čela impulzu generátoru v  $RC$  zapojení dle (2.17). Porovnáním časových konstant bude nová hodnota odporu podélné větve transformátoru:

$$R'_k = \frac{R_l \cdot R_z}{R_z - R_l} \quad (2.33)$$

Další postup návrhu čela impulzu je obdobný s výše uvedeným. Rovnice napětí týlu impulzu se zatěžovacím odporem je následující:

$$u_{R_z} = \frac{U_C \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}}{\eta} \cdot \left[ \cosh(t \cdot \sqrt{A}) - \frac{\sinh(t \cdot \sqrt{A})}{\tau \cdot \sqrt{A}} \right] \quad (2.34)$$

kde

$$\eta = 1 + \frac{R'_k}{R_z} \quad (2.35)$$

$$A = \frac{1}{\tau^2} - \frac{1}{L_\mu \cdot C_1 \cdot \eta} \quad (2.36)$$

$$\tau = \frac{2 \cdot L_\mu \cdot \eta}{R'_k + \frac{L_\mu}{R_z \cdot C_1}} \quad (2.37)$$

Rovnice (2.34) není podobná rovnici týlu impulzu generátoru v  $RC$  zapojení (2.20). Porovnání časových konstant není ihned možné. Z této rovnice plyne aperiodická podmínka  $A \geq 0$ . Pro  $A = 0$  lze s určitou chybou, přepsat rovnici (2.34) na tvar (2.38). S přihlédnutím na dost velkou toleranci normalizované doby půltýlu je tato chyba minimální.

$$u_{R_z} = \frac{U_C}{\eta} \cdot e^{-\frac{2t}{\tau}} \quad (2.38)$$

Nyní je tato rovnice podobná tvaru rovnice (2.27). Po porovnání časových konstant obou rovnic je hodnota zatěžovacího odporu rovna:

$$R_z = \frac{R_2 \cdot L_\mu - R'_k \cdot L_\mu}{L_\mu - R_2 \cdot R'_k \cdot C_1} \quad (2.39)$$

Řešením soustavy rovnic (2.33) (2.39) a podmínky  $A = 0$  o dvou neznámých bude odpor  $R'_k$  dán rovnicí (2.33) a optimální hodnota zatěžovacího odporu dána vztahem:

$$R_z = R_1 \cdot \left( 1 + \frac{1}{\frac{4 \cdot R_2^2 \cdot C_1}{L_\mu} - 1} \right) \quad (2.40)$$

c) Poslední možnost určení indukčnosti příčné větve transformátoru je několikanásobně zvětšit činnou kapacitu  $C_1$  na hodnotu  $C'_1$  a tím i energii generátoru  $E$ , což je výhodné. Takto velkou kapacitu je možno ve schématu na Obr. 2.5 zanedbat. Vznikne tak jednoduchý  $RL$  obvod, kde napětí na indukčnosti určuje rovnice (2.41), která již je podobná rovnici (2.27).

$$u_{L_\mu} = U_C \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.41)$$

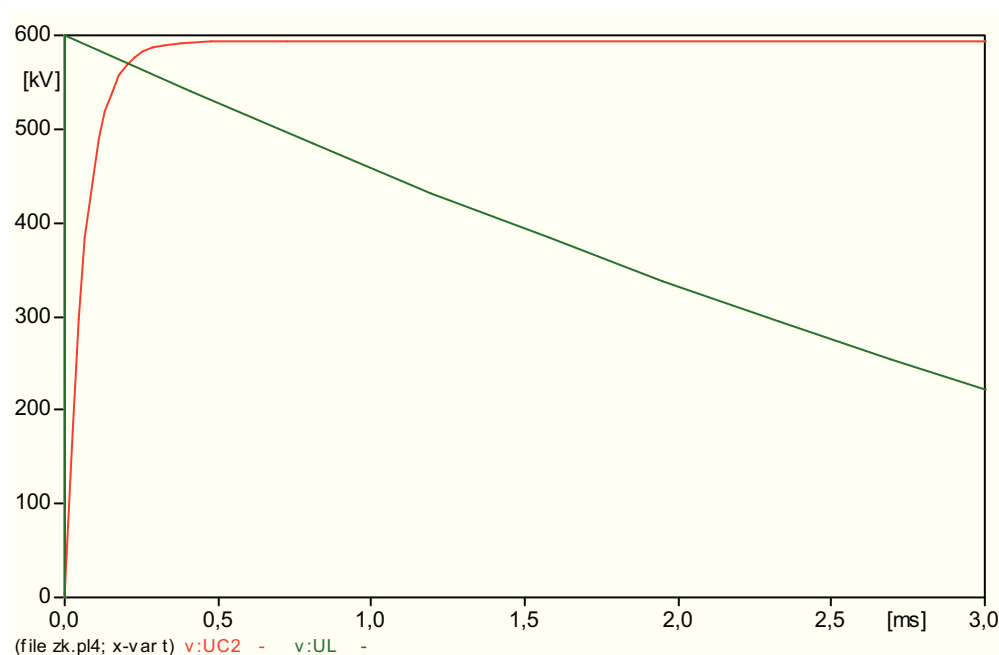
kde

$$\tau = \frac{L_\mu}{R'_k} \quad (2.42)$$

Porovnáním časových konstant bude indukčnost  $L_\mu$  dána rovnicí (2.43). Z aperiodické podmínky (2.29) je potom určena minimální hodnota nabíjecí kapacity  $C'_1$ . Doba půltýlu ovšem nebude přesně dle normalizované hodnoty, avšak bude jí velice blízká. Dalším zvětšováním nabíjecí kapacity k nekonečnu se bude doba půltýlu blížit k normalizované hodnotě.

$$L_\mu = R'_k \cdot R_2 \cdot C_1 = R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \quad (2.43)$$





**Obr. 2.7** Teoretické průběhy napětí  $u_{C2}$  a  $u_{L\mu}$

## Ověření v EMTP-ATP

Pro výpočet parametrů  $R'_k$  a  $L_\mu$  je nutné nejprve navrhnout generátor dle kapitoly 1.2.1. Příklad určení konstant a prvků generátoru bude proveden dle generátoru SGSA 600-30 od firmy Haefely v RC zapojení podle schématu na Obr. 1.4. Z katalogu této firmy [4] se pro příslušný typ generátoru vyčtou potřebné kapacity  $C_1$ ,  $C_2$  a velikost nabíjecího napětí  $U_C$  (viz. Tab. 2.1). Doby čela a půltýlu jsou pro spínací impuls normalizované. Vypočtené parametry tohoto generátoru jsou pak v Tab. 2.2.

**Tab. 2.1** Vstupní hodnoty generátoru SGSA 600-30

$U_C$ (kV)	600
$C_1$ (nF)	167
$C_2$ (nF)	1,7
$T_\epsilon$ (μs)	250
$T_p$ (μs)	2500

Dosazením do rovnice (1.2) za  $\alpha = 3,62$  a  $T_\epsilon = 250 \mu s$  je dána konstanta  $\Theta$ .

$$\Theta = T_\epsilon \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\ln \frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1}}} = 250 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{3,62^2 - 1}}{\ln \frac{3,62 + \sqrt{3,62^2 - 1}}{3,62 - \sqrt{3,62^2 - 1}}} = 444 \mu s$$

Pomocný činitel  $X$  a odpory  $R_1$ ,  $R_2$  jsou dány vztahy z Tab. 1.1

$$X = \frac{1}{\alpha^2} \cdot \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) = \frac{1}{3,62^2} \cdot \left(1 + \frac{1,7}{167}\right) = 0,077$$

$$R_1 = \frac{\alpha \cdot \Theta}{C_2} \cdot (1 - \sqrt{1 - X}) = \frac{3,62 \cdot 444 \cdot 10^{-6}}{1,7 \cdot 10^{-9}} \cdot (1 - \sqrt{1 - 0,077}) = 37,1 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{\alpha \cdot \Theta}{C_1 + C_2} \cdot (1 + \sqrt{1 - X}) = \frac{3,62 \cdot 444 \cdot 10^{-6}}{167 \cdot 10^{-9} + 1,7 \cdot 10^{-9}} \cdot (1 + \sqrt{1 - 0,077}) = 18,7 \text{ k}\Omega$$

Z prvků generátoru je pak určena poslední konstanta generátoru  $\eta$ .

$$\eta = 1 + \frac{C_2}{C_1} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) = 1 + \frac{1,7}{167} \cdot \left(1 + \frac{37,1}{18,7}\right) = 1,03$$

Amplituda impulzu generátoru plyne z Angeliniho rovnice (1.1).

$$\begin{aligned} U_m &= \frac{U_c}{\eta \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{\alpha^2}}} \cdot \left[ e^{-\left(a - \sqrt{a^2 - 1}\right) \frac{T_c}{\Theta}} - e^{-\left(a + \sqrt{a^2 - 1}\right) \frac{T_c}{\Theta}} \right] = \\ &= \frac{600 \cdot 10^3}{1,03 \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{3,62^2}}} \cdot \left[ e^{-\left(3,62 - \sqrt{3,62^2 - 1}\right) \frac{250}{444}} - e^{-\left(3,62 + \sqrt{3,62^2 - 1}\right) \frac{250}{444}} \right] = 548,6 \text{ kV} \end{aligned}$$

Využití generátoru je potom:

$$\frac{U_m}{U_c} = \frac{548,6}{600} = 0,914$$

**Tab. 2.2 Vypočtené parametry a konstanty generátoru SGSA 600-30**

$\Theta$ ( $\mu\text{s}$ )	$\eta$ (-)	$\alpha$ (-)	$X$ (-)	$R_1$ (k $\Omega$ )	$R_2$ (k $\Omega$ )	$U_m$ (kV)
444	1,094	3,62	0,077	37,1	18,7	548,6

Dle rovnice (2.19) je odpor podélné větve transformátoru roven čelnímu odporu generátoru SGSA 600-30, tedy  $R'_k = 37,1 \text{ k}\Omega$ . Maximální indukčnost podélné větve transformátoru plynoucí z podmínky (2.20) a zkušeností je:

$$L_k = \frac{R'_k{}^2 \cdot C_2}{4^2} = \frac{(37,1 \cdot 10^3)^2 \cdot 1,7 \cdot 10^{-9}}{4^2} = 146 \text{ mH}$$

a) Maximální možná hodnota indukčnosti příčné větve transformátoru plyne z rovnice (2.29). Z Tab. 2.3 lze vyčíst, že parametry impulzu, tedy doba čela a půltýlu, jsou poněkud menší, avšak stále v tolerancích normalizovaného spínacího impulzu napětí.

$$L_\mu = \frac{R'_k{}^2 \cdot C_1}{4} = \frac{(37,1 \cdot 10^3)^2 \cdot 167 \cdot 10^{-9}}{4} = 57,5 \text{ H}$$

b) Indukčnost vypočtená přímo z rovnice (2.26) pro  $t = T_p$  a  $u_{L\mu} = U_m/2$ , pomocí PC programu Mathcad, vychází 150 H. Půltýl impulzu bude přesně 2500  $\mu\text{s}$ , avšak bude mít mírně periodický tvar. Je tedy nutno připojit zatěžovací odpor  $R_z$ , jehož maximální hodnotu určuje vztah (2.40):

$$R_z = R_1 \cdot \left( 1 + \frac{1}{\frac{4 \cdot R_2{}^2 \cdot C_1}{L_\mu} - 1} \right) = 37,1 \cdot 10^3 \cdot \left[ 1 + \frac{1}{\frac{4 \cdot (18,7 \cdot 10^3)^2 \cdot 167 \cdot 10^{-9}}{150} - 1} \right] = 103,7 \text{ k}\Omega$$

Nová hodnota odporu  $R'_k$  je dle (2.33) a maximální indukčnost  $L_k$  plyne z podmínky (2.20):

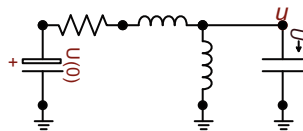
$$R'_k = \frac{R_1 \cdot R_z}{R_z - R_1} = \frac{37,1 \cdot 10^3 \cdot 103,7 \cdot 10^3}{103,7 \cdot 10^3 - 37,1 \cdot 10^3} = 57,78 \text{ k}\Omega$$

$$L_k = \frac{R'_k{}^2 \cdot C_2}{4^2} = \frac{(57,78^3)^2 \cdot 1,7 \cdot 10^{-9}}{4^2} = 355 \text{ mH}$$

c) Hodnota indukčnosti dle rovnice (2.43) je  $L_\mu = 115,9 \text{ H}$ . Z podmínky (2.29) pak plyne minimální hodnota činné kapacity, která zaručuje aperiodický tvar týlu impulzu:

$$C'_1 = \frac{4 \cdot L_\mu}{R_k{}^2} = \frac{4 \cdot 115,9}{(37,1 \cdot 10^3)^2} = 337 \text{ nF}$$

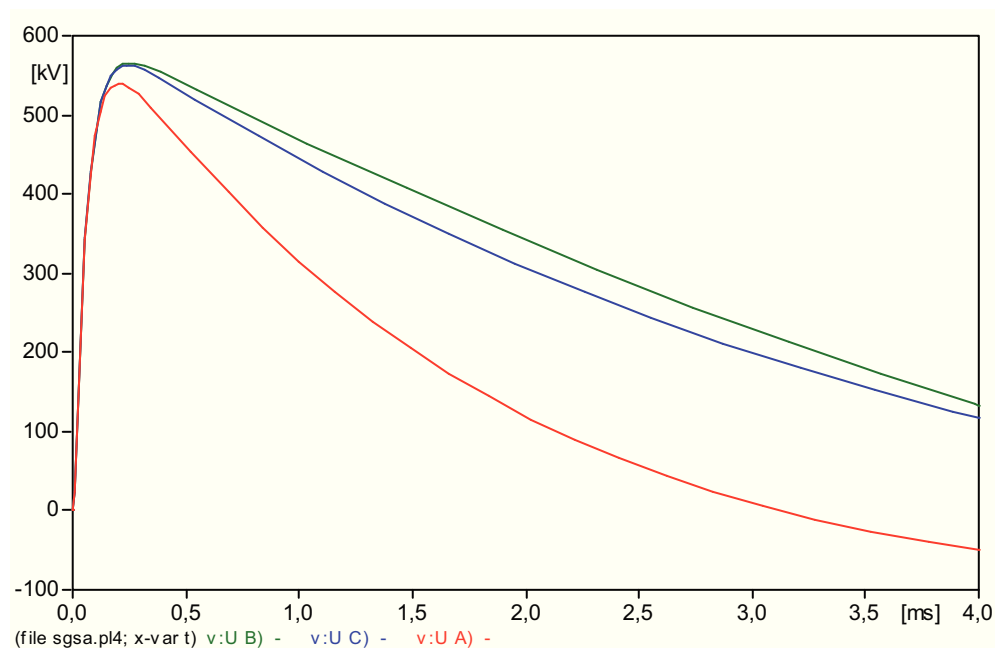
Pro ověření průběhů je použit program EMTP-ATP. Na Obr. 2.9 a v Tab. 2.3 je srovnání impulzů napětí dle variant a), b), c). Na Obr. 2.10 je potom impuls dle varianty b) se zatěžovacím odporem.



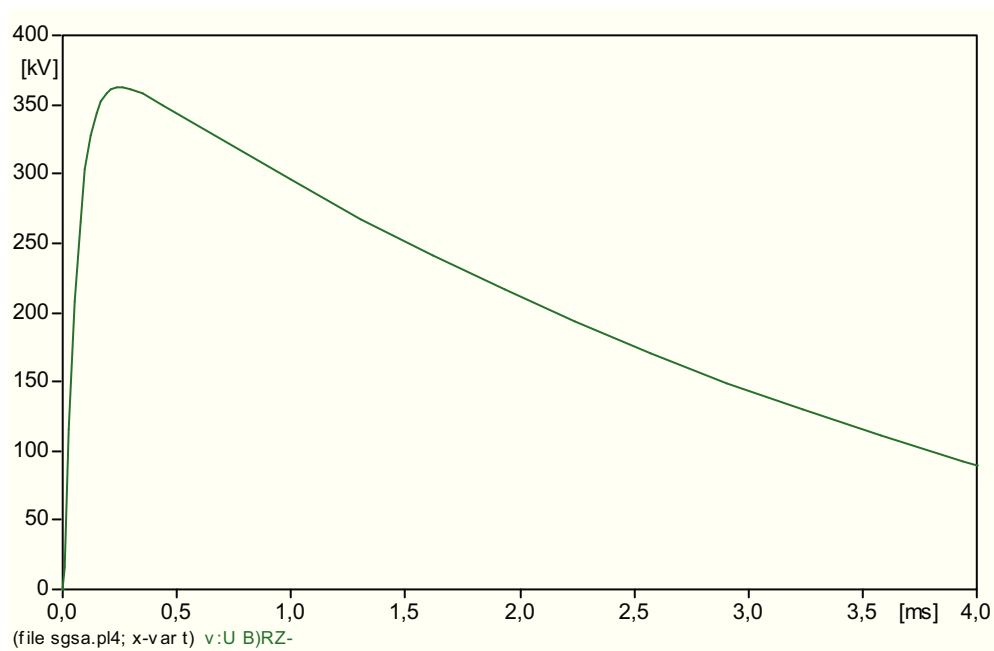
Obr. 2.8 Schéma v ATPDraw

Tab. 2.3 Odečtené parametry impulzů

varianta	a)	b)	b) (+ $R_z$ )	c)
$U_m$ (kV)	539,7	565,7	363,1	562,8
$U_m/U_C$ (-)	0,9	0,943	0,605	0,938
$T_c$ ( $\mu$ s)	205	260	251	243
$T_p$ ( $\mu$ s)	1190	2500	2410	2210



Obr. 2.9 Srovnání impulzů



**Obr. 2.10** Impulz dle varianty b) se zatěžovacím odporem  $R_z$

### 3 Ověřovací měření

Výše uvedený postup výpočtu slouží pro návrh generátoru s novým, ještě nenavrženým transformátorem. Pro sestavení generátoru spínacího impulsu z již zhotoveného transformátoru je postup výpočtu obdobný jako v kapitole 2.1, ovšem neznámé parametry v rovnicích jsou nyní  $C_1$  a  $C_2$ .

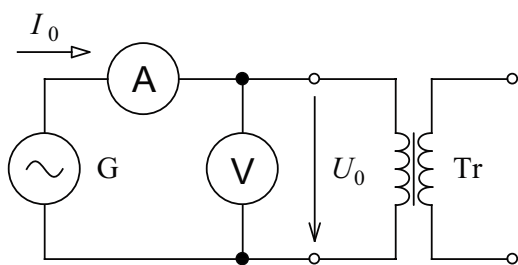
Pro tuto diplomovou práci poslouží vysokonapětový jednofázový transformátor 9WN660 04 se štítkovými údaji  $U_{1N} = 5 \text{ kV}$ ,  $U_{2N} = 220 \text{ V}$  a  $I_{1N} = 5 \text{ mA}$ . Jmenovitý převod je tedy  $p_N = 22,73$  a jmenovitý výkon transformátoru  $S_N = 25 \text{ V} \cdot \text{A}$ . Další parametry transformátoru odhalí některá níže uvedená ověřovací měření.

#### 3.1 Měření odporů vinutí transformátoru

Vzhledem k tomu, že generátor spínacího impulsu napětí pracuje se stejnosměrným napětím, je vhodné změřit stejnosměrné odpory vinutí transformátoru. Předejde se tak možné frekvenční závislosti popř. skin-effectu. Pro měření byl použit multimetr Metex ve funkci stejnosměrného ohmmetru. Odpor primární strany transformátoru je  $R_{1T} = 31,8 \text{ k}\Omega$  a odpor sekundární strany transformátoru je  $R_{2T} = 39,2 \text{ }\Omega$ .

#### 3.2 Měření naprázdno transformátoru

Měřením naprázdno transformátoru byla zjištěna závislost proudu naprázdno  $I_0$  na napětí naprázdno  $U_0$  (viz. Obr. 3.2). Měření bylo provedeno ze strany nízkého napětí pomocí stejnosměrného rozvodu BM 208. Naměřené a vypočtené hodnoty jsou uvedeny v Tab. 3.1.



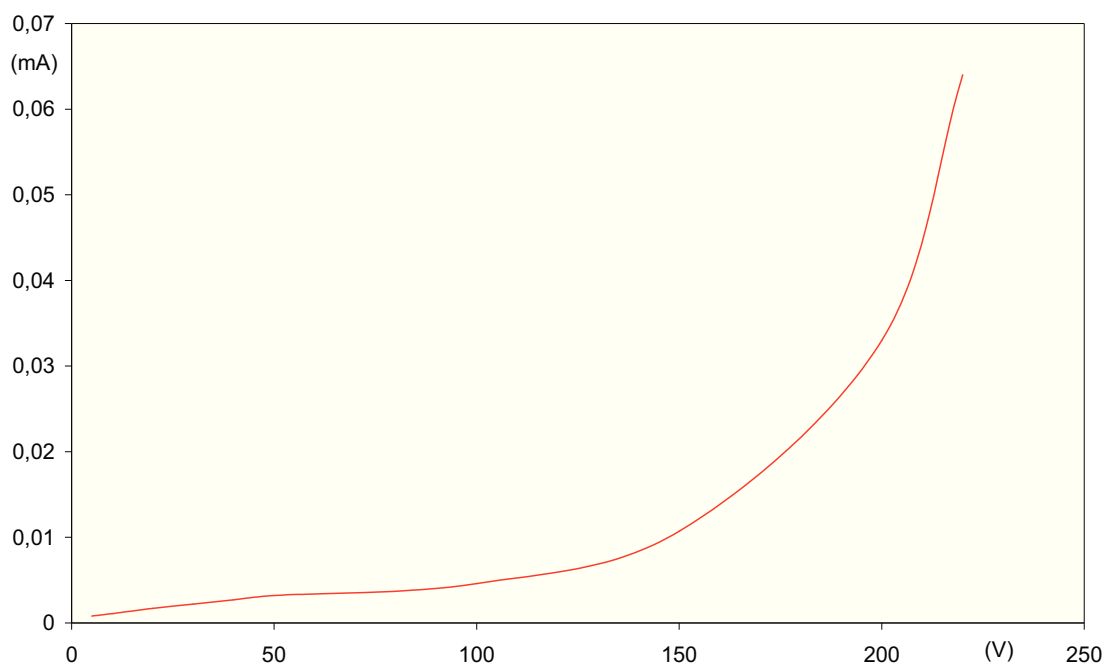
Obr. 3.1 Schéma zapojení

$$\Delta P_0 = U_0 \cdot I_0 \cdot \cos \varphi_0 = \frac{U_0^2}{R_{Fe}} \quad (3.1)$$

Ztráty naprázdno určuje vztah (3.1). Dají se tedy určit pouze pomocí wattmetru či  $\cos\varphi$ -metru. Jelikož se jedná o transformátor s velice malým výkonem, a tedy i ztrátami, pak věrohodnost měření tak nízkých ztrát (úhlů) by vlivem vlastní spotřeby přístrojů a chyb měření byla minimální. Tudiž jsou ztráty, a tím i odpor magnetického obvodu  $R_{Fe}$ , jak se později ukázalo, jedinou neznámou transformátoru.

**Tab. 3.1** Hodnoty naprázdno transformátoru

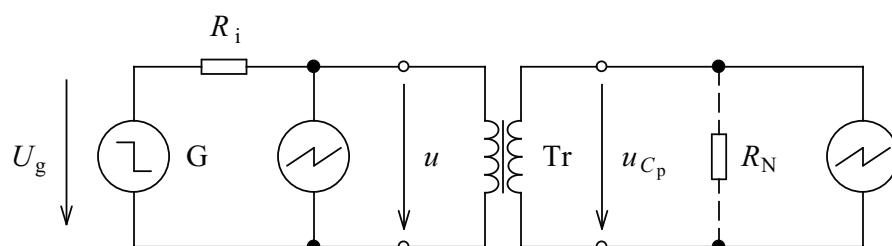
$U_0$ (V)	$I_0$ (mA)	$Z_0$ (k $\Omega$ )
220	64	3,44
200	33	6,06
150	10,7	14
100	4,6	21,74
50	3,2	15,6
40	2,7	14,8
30	2,2	13,64
20	1,7	11,76
10	1,1	9,09
5	0,8	6,25



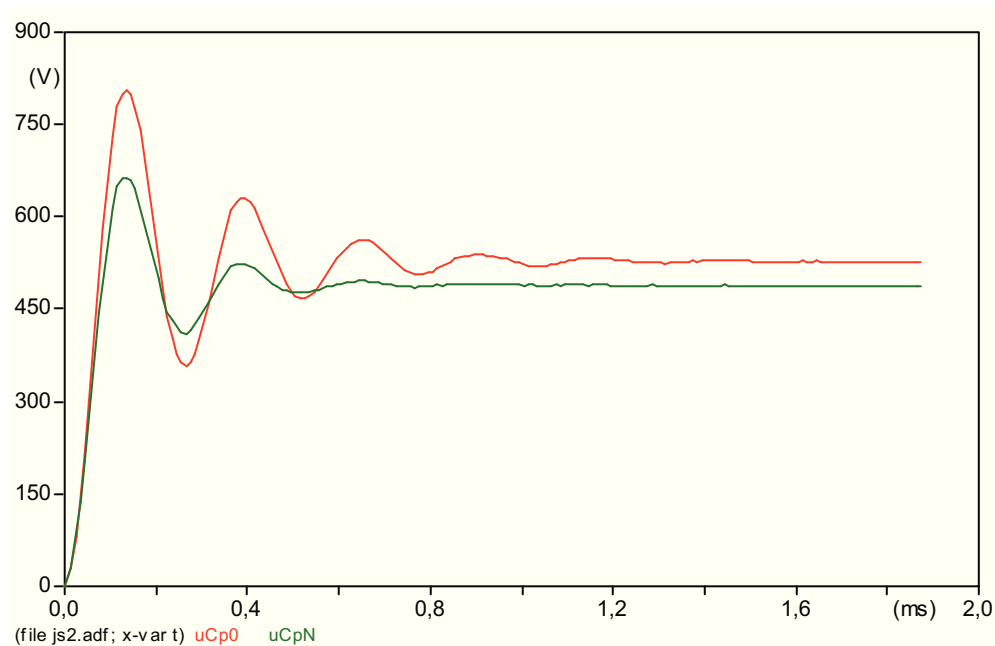
**Obr. 3.2** Charakteristika proudu naprázdno transformátoru

### 3.3 Odezva transformátoru na jednotkový skok

Tímto testem by se měl projevit pravděpodobný výskyt parazitních mezizávitových kapacit, které oscilují s indukčností podélné větve transformátoru. Transformátor je napájen ze strany nízkého napětí generátorem impulzů s vnitřním odporem  $R_i = 50 \Omega$  a amplitudou přibližně  $U_g = 20,2 \text{ V}$ . Měření bylo provedeno pro zatížený transformátor jmenovitou zátěží  $R_N$  a pro transformátor naprázdno. Pomocí  $100 \text{ M}\Omega$  měřicí sondy a osciloskopické PC karty ETC byly zachyceny průběhy. Pro konverzi naměřených dat byl použit program ETC konvertor.xls.



Obr. 3.3 Schéma zapojení



Obr. 3.4 Odezva transformátoru na jednotkový skok  $u_{Cp0}$  a  $u_{CpN}$

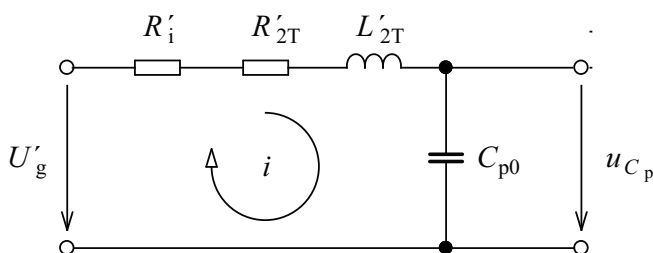


### 3.3.1 Určení parazitní kapacity

Po rychlé změně vstupního napětí (jednotkový skok) vykazuje transformátor určité oscilace, jak ukazují naměřené průběhy. To svědčí o přítomnosti parazitních kapacit, které rezonují s indukčností podélné větve. Nastávají dvě situace, transformátor naprázdno a při zatížení.

#### 3.3.1.1 Transformátor naprázdno

Odezva transformátoru na jednotkový skok se dá namodelovat pomocí zjednodušeného obvodu na Obr. 3.5, který se skládá z vnitřního odporu generátoru  $R'_i$  o napájecím napětí  $U'_g$ , dále z odporu sekundární strany transformátoru  $R'_{2T}$  (jedná se o transformátor naprázdno) a rezonančního  $L'_{2T} C_{p0}$  obvodu, který je pro jednoduchost nahrazen soustředěnými parametry. Dále lze obvod zjednodušit zanedbáním příčné větve transformátoru, vzájemných indukčností a kapacitních vazeb mezi primární a sekundární stranou transformátoru.



Obr. 3.5 Schéma - odezva transformátoru naprázdno na jednotkový skok

Proud obvodem bude pomocí Laplaceovy transformace:

$$\frac{I(p)}{p \cdot C_{p0}} + (R'_i + R'_{2T}) \cdot I(p) + p \cdot L'_{2T} \cdot I(p) = \frac{U'_g}{p} \Rightarrow I(p) = \frac{U'_g}{\frac{1}{C_{p0}} + p \cdot (R'_i + R'_{2T}) + p^2 \cdot L'_{2T}} \quad (3.2)$$

$$i = \frac{2 \cdot U'_g \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot \sinh\left(\frac{t \cdot \sqrt{A}}{2}\right)}{L'_{2T} \cdot \sqrt{A}} \quad (3.3)$$

kde

$$\tau = \frac{2 \cdot L'_{2T}}{R'_i + R'_{2T}} \quad (3.4)$$

$$A = 4 \cdot \left( \frac{1}{\tau^2} - \frac{1}{L'_{2T} \cdot C_{p0}} \right) \quad (3.5)$$

Napětí na výstupu transformátoru:

$$u_{C_p} = U'_g - (R'_i + R'_{2T}) \cdot i - L'_{2T} \cdot \frac{di}{dt} = U'_g \cdot \left[ 1 - \cosh\left(\frac{t \cdot \sqrt{A}}{2}\right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{2 \cdot \sinh\left(\frac{t \cdot \sqrt{A}}{2}\right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}}{\tau \cdot \sqrt{A}} \right] \quad (3.6)$$

Podle Thomsonova vztahu platí:

$$C_{p0} = \left( \frac{1}{2\pi \cdot f_r} \right)^2 \cdot \frac{1}{L'_{2T}} \quad (3.7)$$

### ***Ověření v EMTP-ATP***

Po vyřešení soustavy dvou rovnic, tedy rovnice  $u_{C_p}$  a Thomsonova vztahu, o dvou neznámých  $L'_{2T}$  a  $C_{p0}$  a dosazení, lze pro každý bod naměřeného signálu vyjádřit neznámou  $L'_{2T}$ . Ve schématech byla provedena patřičná zjednodušení, která vedou k určité chybě, tedy k nějaké malé odchylce, především v oblasti špiček signálu. Je proto vhodné dosazovat pouze body v přímkových částech náběžných či sestupných hran. Zpětným dosazením indukčnosti  $L'_{2T}$  do Thomsonova vztahu se potom vyjádří hledaná hodnota parazitní kapacity  $C_{p0}$ .

Hodnoty dosazené do rovnic:

$$U_g = 20,2 \text{ V}$$

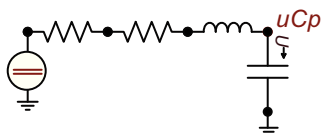
$$U_{C_{p0}} = 526,7 \text{ V}$$

$$p = \frac{U_{C_{p0}}}{U_g} = \frac{526,7}{20,2} = 26,074$$

$$R_i = 50 \, \Omega$$

$$R_{2T} = 39,2 \, \Omega$$

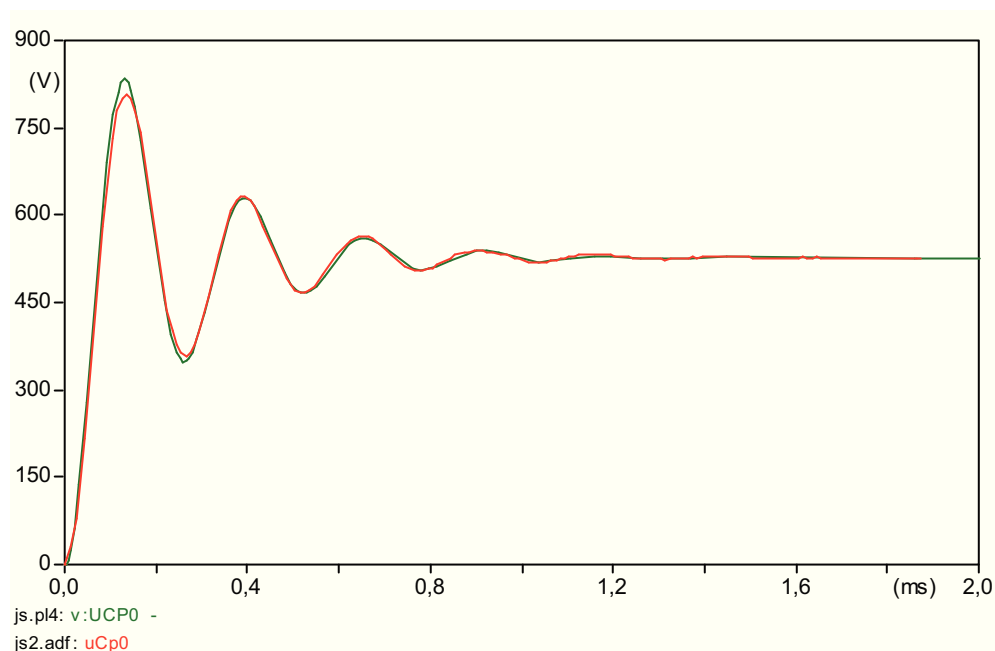
Pro průměrnou hodnotu rezonanční frekvence  $f_r = 3846$  Hz vychází průměrná hodnota indukčnosti  $L'_{2T} = 7,3$  H. Pak parazitní kapacita je  $C_{p0} = 235$  pF. Je nutné si ovšem uvědomit, že tato kapacita platí pouze pro sekundární stranu, neboť signál byl měřen pro transformátor naprázdno.



Obr. 3.6 Schéma v ATPDraw

Tab. 3.2 Vstupní hodnoty

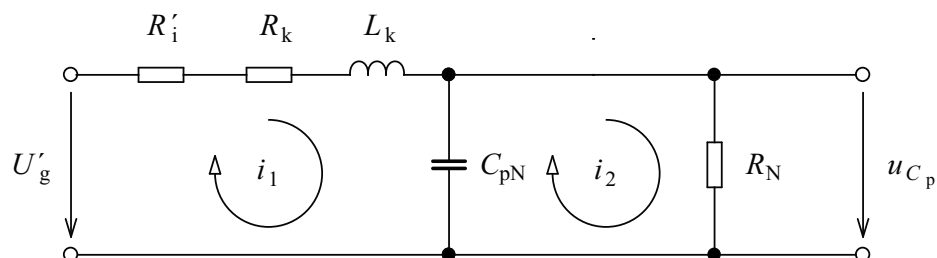
$p$ (-)	26,074
$U_g$ (V)	20,2
$R_i$ ( $\Omega$ )	50
$C_{p0}$ (pF)	235
$R_{2T}$ ( $\Omega$ )	39,2
$L'_{2T}$ (H)	7,3
$R_{Fe}$ ( $\Omega$ )	$\infty$
$L_\mu$ (H)	$\infty$



Obr. 3.7 Srovnání - odezva transformátoru naprázdno na jednotkový skok

### 3.3.1.2 Transformátor při zatížení

Celkové schéma je na následujícím obrázku. Na rozdíl od transformátoru naprázdno přibývá zatěžovací jmenovitý odpor  $R_N$ . Další odvození je obdobou předchozího.



Obr. 3.8 Schéma - odezva zatíženého transformátoru na jednotkový skok

Proud obvodem:

$$I_2(p) = \frac{U'_g}{p \cdot (R'_i + R_k + R_N) + p^2 \cdot [(R'_i + R_k) \cdot R_N \cdot C_{pN} + L_k] + p^3 \cdot (R_N \cdot L_k \cdot C_{pN})} \quad (3.8)$$

Po zpětné transformaci:

$$i_2 = \frac{U'_g}{R_N + R'_i + R_k} \cdot \left[ 1 - \cosh(t \cdot \sqrt{A}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{\sinh(t \cdot \sqrt{A}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}}{\tau \cdot \sqrt{A}} \right] \quad (3.9)$$

kde

$$\tau = \frac{2 \cdot R_N \cdot L_k \cdot C_{pN}}{(R'_i + R_k) \cdot R_N \cdot C_{pN} + L_k} \quad (3.10)$$

$$A = \frac{1}{\tau^2} - \frac{R_N - (R'_i + R_k)}{R_N \cdot L_k \cdot C_{pN}} \quad (3.11)$$

Napětí na výstupu:

$$u_{C_p} = R_N \cdot i_2 = \frac{R_N \cdot U'_g}{R_N + R'_i + R_k} \cdot \left[ 1 - \cosh(t \cdot \sqrt{A}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{\sinh(t \cdot \sqrt{A}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}}{\tau \cdot \sqrt{A}} \right] \quad (3.12)$$

***Ověření v EMTP-ATP***

Opět po vyřešení soustavy dvou rovnic o dvou neznámých  $L_k$  a  $C_{pN}$  a dosazení, lze pro každý bod naměřeného signálu vyjádřit neznámou  $L_k$ . Zpětným dosazením indukčnosti  $L_k$  do Thomsonova vztahu se vyjádří hledaná hodnota parazitní kapacity  $C_{pN}$ .

Hodnoty dosazené do rovnic:

$$U_g = 20,2 \text{ V}$$

$$p = 26,074$$

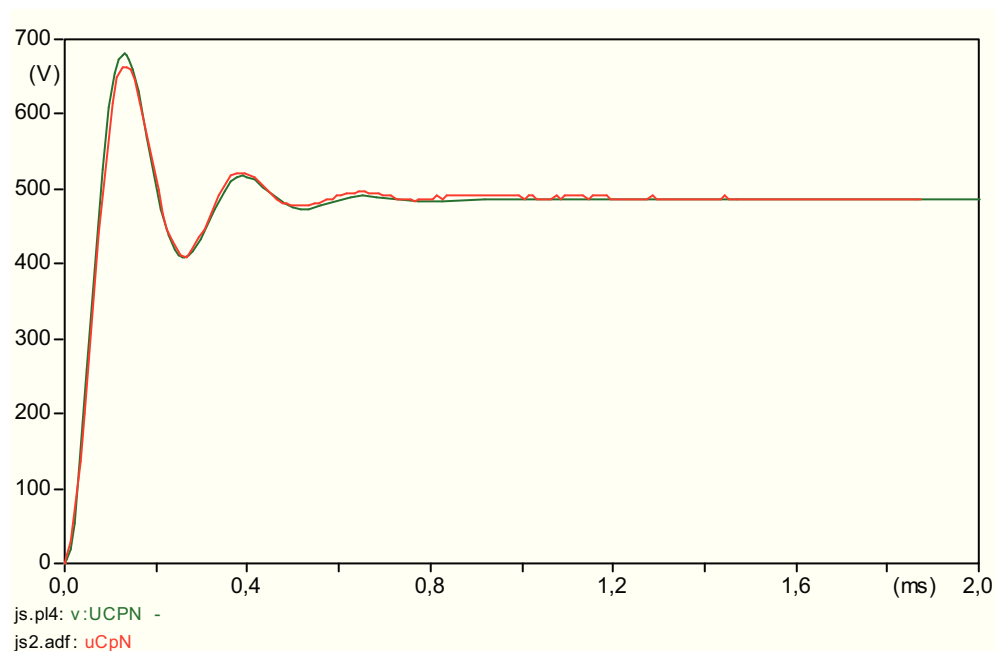
$$R_i = 50 \Omega$$

$$R_k = R'_{2T} + R_{1T} = 26,074^2 \cdot 39,2 + 31,8 \cdot 10^3 = 58,45 \text{ k}\Omega$$

Pro průměrnou hodnotu rezonanční frekvence  $f_r = 3846 \text{ Hz}$  vychází průměrná hodnota indukčnosti  $L_k = 12,2 \text{ H}$  a hodnota parazitní kapacity  $C_{pN} = 140 \text{ pF}$ .

**Tab. 3.3 Vstupní hodnoty**

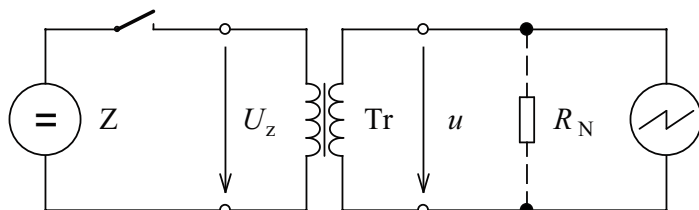
$p$ (-)	26,074
$U_g$ (V)	20,2
$R_i$ ( $\Omega$ )	50
$C_{pN}$ (pF)	140
$R_k$ (k $\Omega$ )	58,45
$L_k$ (H)	12,2
$R_N$ (M $\Omega$ )	1,1
$R_{Fe}$ ( $\Omega$ )	$\infty$
$L_\mu$ (H)	$\infty$



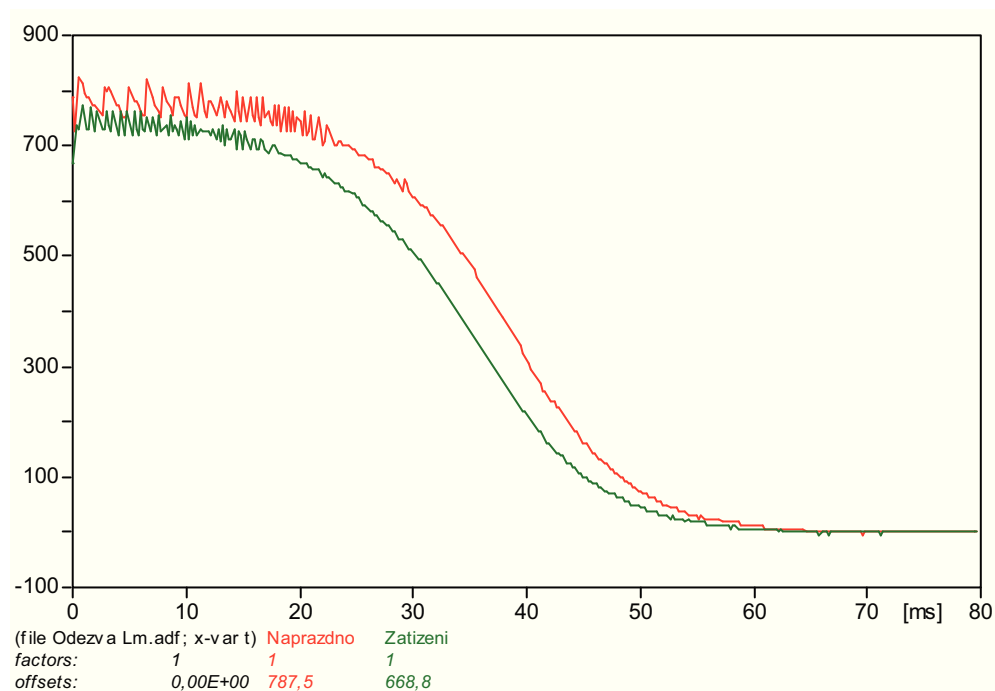
Obr. 3.9 Srovnání - odezva zatíženého transformátoru na jednotkový skok

### 3.4 Odezva indukčnosti magnetického obvodu při sepnutí

Při sepnutí transformátoru by se měla projevit charakteristika indukčnosti magnetického obvodu, která není lineární viz. kapitola 3.2. Měření bylo provedeno ze strany nízkého napětí pro transformátor naprázdno a při zatížení jmenovitou impedancí  $R_N$ . Pro napájecí napětí 30 V ze spínaného zdroje BS 554 byly pomocí osciloskopické PC karty ETC naměřeny průběhy viz. Obr. 3.11, ze kterých byly následně metodou "pokus-omyl" v EMTP-ATP odvozeny charakteristiky naprázdno a při zatížení.



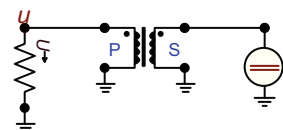
Obr. 3.10 Schéma zapojení



Obr. 3.11 Odezva indukčnosti magnetického obvodu při sepnutí

### Ověření v EMTP-ATP

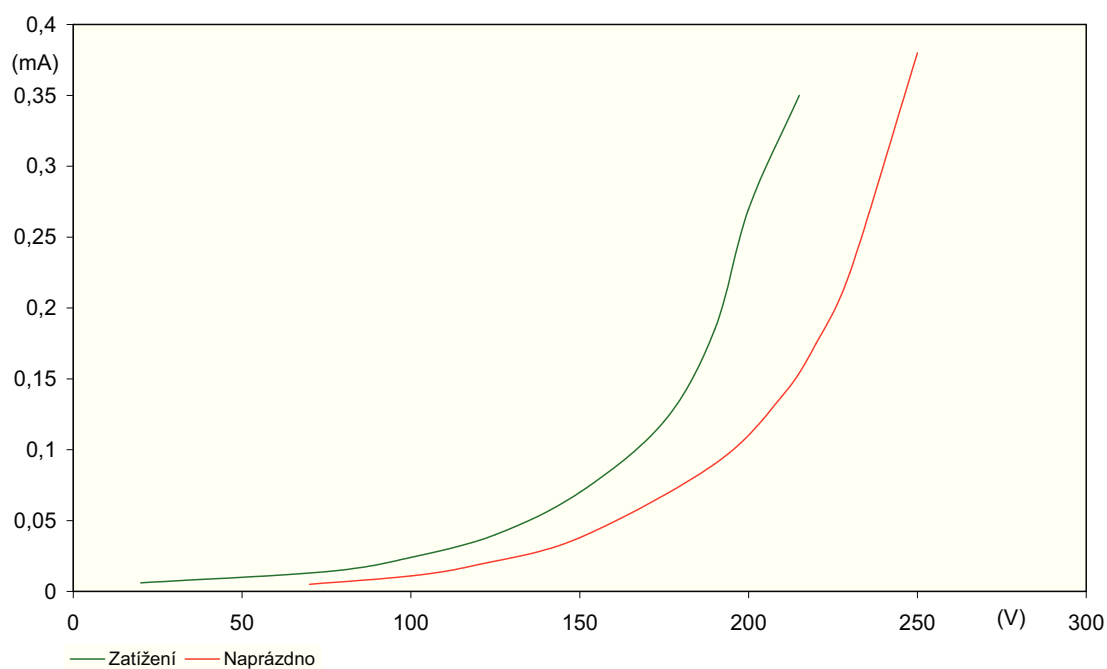
Na základě předchozího měření byly pomocí procedury Saturable Transformer (viz. Tab. 4.1) vytvořeny charakteristiky, které jsou uvedeny v Tab. 3.4 a na Obr. 3.13. Srovnání průběhů z Obr. 3.11 v EMTP-ATP je pak na Obr. 3.14 a Obr. 3.15. Tyto charakteristiky, především charakteristika naprázdno se ovšem neshoduje se změřenou z kapitoly 3.2, kde změřené proudy vycházejí asi třikrát menší. Pravděpodobně se zde jedná o zapínací ráz transformátoru.



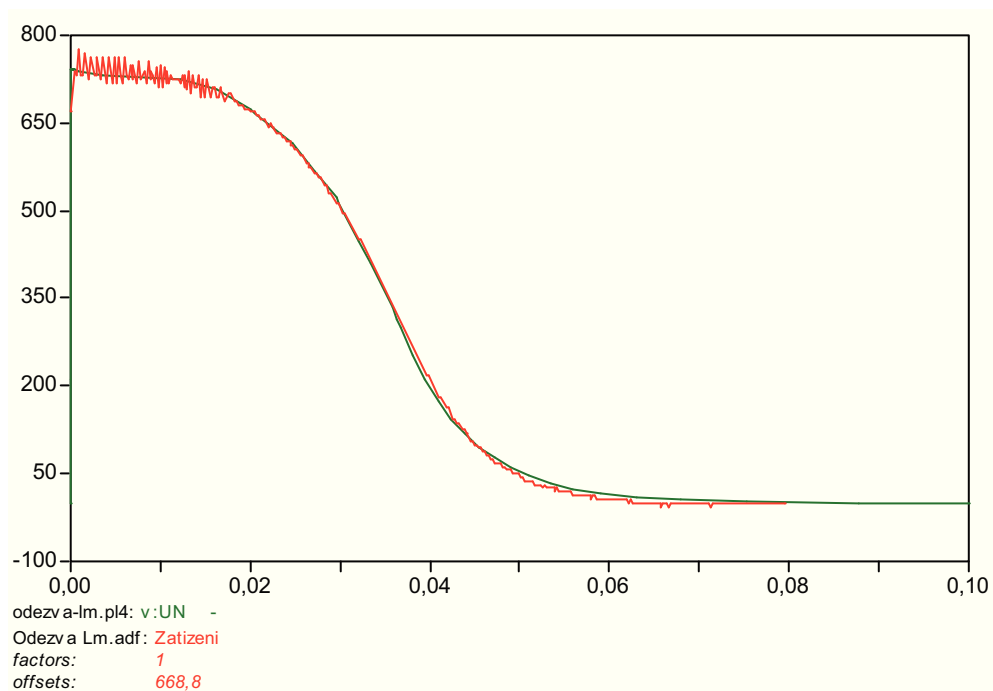
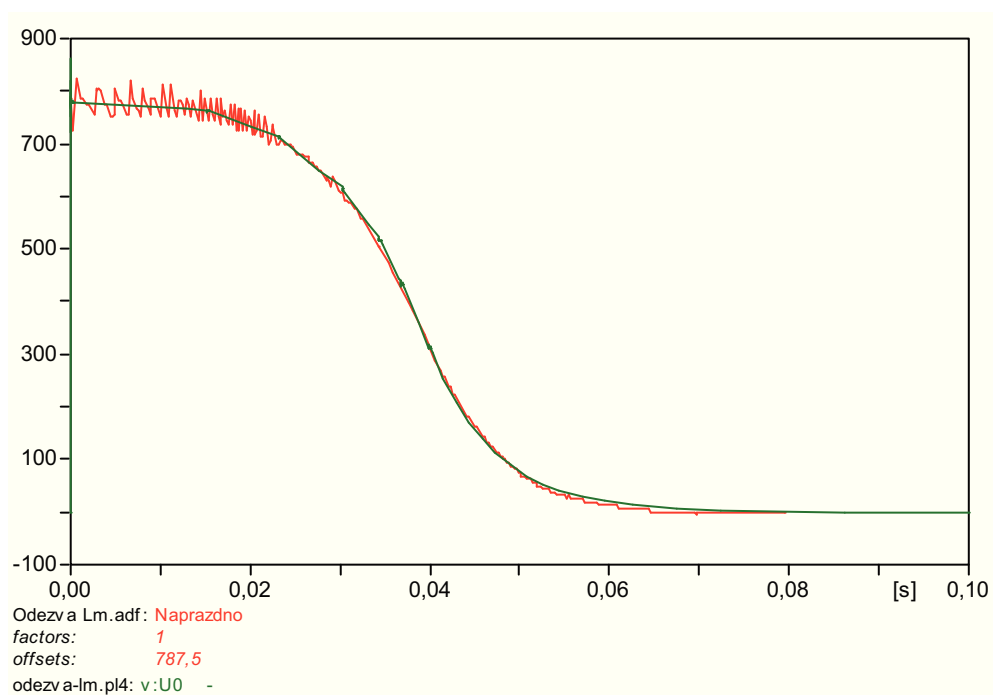
Obr. 3.12 Schéma v ATPDraw

**Tab. 3.4 Charakteristiky indukčnosti magnetického obvodu**

Zatížení			Naprázdno		
$U$ (V)	$I$ (mA)	$X'_\mu$ (k $\Omega$ )	$U$ (V)	$I$ (mA)	$X'_\mu$ (k $\Omega$ )
20	6	3,33	70	5	14
75	14	5,36	100	11	9,09
100	24	4,17	120	19	6,32
125	40	3,13	150	38	3,95
150	70	2,14	190	90	2,11
175	120	1,46	210	138	1,52
195	185	1,05	220	175	1,26
210	270	0,78	230	225	1,02
220	350	0,63	250	380	0,66

**Obr. 3.13 Charakteristiky indukčnosti magnetického obvodu**



**Obr. 3.14** Odezva indukčnosti magnetického obvodu při zatížení**Obr. 3.15** Odezva indukčnosti magnetického obvodu naprázdno

## 4 Konečný návrh generátoru

Na základě zjištěných dat o transformátoru 9WN660 04 je zde uvedena nepřijatelnější metoda pro návrh generátoru spínacího impulsu napětí s transformátorem. Ostatní metody, které byly uvažovány, avšak shodnost s reálným generátorem nebyla optimální, jsou uvedeny v kapitole 5.2.

### 4.1 Parametry transformátoru

Transformátor 9WN660 04, jak již bylo uvedeno dříve, má štítkové údaje  $U_{1N} = 5 \text{ kV}$ ,  $U_{2N} = 220 \text{ V}$  a  $I_{1N} = 5 \text{ mA}$ . Jmenovitý převod je tedy  $p_N = 22,73$  a jmenovitý výkon  $S_N = 25 \text{ V} \cdot \text{A}$ . Pomocí testovacích měření byly určeny další parametry transformátoru, které jsou pak uvedeny v Tab. 4.1.

Skutečný převod je dle kapitoly 3.3  $p = 26,074$ . Pak napětí primární strany transformátoru bude:

$$U_1 = p \cdot U_{2N} = 26,074 \cdot 220 = 5736,3 \text{ V}$$

Činné odpory vinutí jsou dle kapitoly 3.1  $R_{1T} = 31,8 \text{ k}\Omega$  a  $R_{2T} = 39,2 \text{ }\Omega$ , pak odpor nakrátko transformátoru je:

$$R_k = R_{1T} + p^2 \cdot R_{2T} = 31,8 \cdot 10^3 + 26,074^2 \cdot 39,2 = 58,45 \text{ k}\Omega$$

Indukčnost nakrátko transformátoru a indukčnost sekundární strany transformátoru přepočtená na primární stranu transformátoru jsou dle kapitoly 3.3.1  $L_k = 12,2 \text{ H}$ ,  $L'_{2T} = 7,3 \text{ H}$ . Pak indukčnost primární strany transformátoru je:

$$L_{1T} = L_k - L'_{2T} = 12,2 - 7,3 = 4,9 \text{ H}$$

Indukčnost sekundární strany transformátoru:

$$L_{2T} = \frac{L'_{2T}}{p^2} = \frac{7,3}{26,074^2} = 10,74 \text{ mH}$$

Jmenovitý proud sekundární strany transformátoru:

$$I_{2N} = \frac{S_N}{U_{2N}} = \frac{25}{220} = 0,1136 \text{ A}$$

Procentní proud naprázdno pro napětí  $U_0 = 220 \text{ V}$ :

$$i_0 = \frac{I_0}{I_{2N}} \cdot 100 = \frac{64 \cdot 10^{-3}}{0,1136} \cdot 100 = 56,3 \%$$

Jmenovitá impedance transformátoru:

$$Z_N = \frac{U_{1N}}{I_{1N}} = \frac{5 \cdot 10^3}{5 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ M}\Omega$$

Impedance nakrátko transformátoru:

$$Z_k = \sqrt{R_k^2 + (2\pi \cdot f \cdot L_k)^2} = \sqrt{(58,45 \cdot 10^3)^2 + (2\pi \cdot 50 \cdot 12,2)^2} = 58,58 \text{ k}\Omega$$

Procentní napětí nakrátko transformátoru pak je:

$$u_{k\%} = \frac{Z_k}{Z_N} \cdot 100 = \frac{58,58 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^6} \cdot 100 = 5,86 \%$$

Ztráty nakrátko transformátoru:

$$\Delta P_k = R_k \cdot I_{1N}^2 = 58,45 \cdot 10^3 \cdot 0,005^2 = 1,46 \text{ W}$$

Ztráty naprázdno transformátoru jsou závislé na doposud neznámém odporu magnetického obvodu a jsou dány následujícím vztahem:

$$\Delta P_0 = \frac{U_0^2}{R_{Fe}}$$

Jako největší problém se jeví určit optimální hodnotu indukčnosti magnetického obvodu tak, aby byl impuls v tolerancích pro všechna nabíjecí napětí v rozmezí  $0 \div U_N$ . Tato hodnota je dána charakteristikami na Obr. 3.13. Pro generátor sestavený z nezátíženého transformátoru platí téměř celá charakteristika, kde je rozptyl indukčnosti značný. Za optimum lze považovat průměrnou hodnotu  $L'_\mu = 12,7 \text{ H}$  v oblasti jmenovitého napětí, kde je rozptyl indukčnosti menší. Při nižších nabíjecích napětích však bude čas půltýlu vlivem nelinearity posunut.

U generátoru se zatíženým transformátorem je situace složitější. Transformátor pracuje se sníženým napětím  $U_{2T}$ , které je dáno úbytkem na externím odporu. Za předpokladu minimálního externího odporu, který utlumí oscilace  $L_k C_{pN}$  obvodu a jmenovitého zatížení vychází úbytek 52 % nabíjecího napětí. Transformátor tedy reaguje pouze na napětí do 48 % jmenovitého napětí, tj. v počáteční přímkové oblasti charakteristiky, kde je průměrná hodnota indukčnosti  $L'_\mu = 15,9$  H.

$$L_\mu = \frac{X_\mu}{2\pi \cdot f}$$

**Tab. 4.1 Parametry transformátoru 9WN660 04**

$p$ (-)	26,074
$S_N$ (V·A)	25
$U_{1N}$ (kV)	5
$U_1$ (kV)	5,7363
$U_{2N}$ (V)	220
$R_{1T}$ (kΩ)	31,8
$R_{2T}$ (Ω)	39,2
$L_{1T}$ (H)	4,9
$L_{2T}$ (mH)	10,74
$u_k$ (%)	5,86
$i_0$ (%)	56,3
$\Delta P_k$ (W)	1,46

## 4.2 Návrh součástek generátoru

Následující uvedená metoda vychází z podmínky  $C_2 = C_p$  a vzhledem k malé toleranci doby čela impulzu je také nutno respektovat aperiodickou podmínku (2.20). Neznámé jsou potom nabíjecí kondenzátor  $C_1$ , zatěžovací odpor  $R_z$  a indukčnost magnetického obvodu  $L_\mu$ , která se díky velké toleranci doby půltýlu impulzu může nepatrně lišit od optimální hodnoty z předchozí kapitoly. Odpor magnetického obvodu  $R_{Fe}$  není uvažován.

Lze využít obdobné metodiky odvození jako v kapitole 2.1. Jedná se o generátor s transformátorem při zatížení, tedy parazitní kapacita  $C_{pN}$  a indukčnost podélné větve  $L_k$  budou dle kapitoly 3.3.1.2. Pak hodnota odporu  $R'_k$  je dána vztahem (4.1), hodnota zatěžovacího odporu  $R_z$  vztahem (4.2), hodnota indukčnosti magnetického obvodu  $L_\mu$  vztahem (4.3) a hodnota činné kapacity vztahem (4.4). Prvky generátoru SGSA jsou navrženy dle kapitoly 1.2.1.

$$R'_k \geq 4 \cdot \sqrt{\frac{L_k}{C_{pN}}} \quad (4.1)$$

$$R_z = \frac{R'_k}{\frac{R'_k \cdot C_{pN}}{R_1 \cdot C_2} - 1} \quad (4.2)$$

$$L_\mu = \pm 2 \cdot R_z \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot \left( \sqrt{1 - \frac{R_1 \cdot C_2}{R_z \cdot C_{pN}}} \pm 1 \right) \quad (4.3)$$

$$C'_1 = \frac{L_\mu}{R_z \cdot \left( \frac{L_\mu \cdot \eta}{R_2 \cdot C_1} - R'_k \right)} \quad (4.4)$$

kde

$$\eta = 1 + \frac{R'_k}{R_z} \quad (4.5)$$

## Ověření v EMTP-ATP

Generátor spínacího impulsu napětí v  $RC$  zapojení od firmy Haefely je navržen dle kapitoly 1.2.1. Vypočtené prvky a konstanty tohoto generátoru jsou potom uvedeny v Tab. 2.1 a Tab. 2.2. Parazitní kapacita a indukčnost podélné větve pro zatížený transformátor jsou pak dle kapitoly 3.3.1.2  $C_{pN} = 140$  pF a  $L_k = 12,2$  H. Hodnoty činné kapacity, zatěžovacího odporu, odporu  $R'_k$  a indukčnosti magnetického obvodu jsou dle vztahů (4.1) až (4.4) následující:

$$R'_k = 4 \cdot \sqrt{\frac{L_k}{C_{pN}}} = 4 \cdot \sqrt{\frac{12,2}{140 \cdot 10^{-12}}} = 1,18 \text{ M}\Omega$$

$$R_z = \frac{R'_k}{\frac{R'_k \cdot C_{pN}}{R_1 \cdot C_2} - 1} = \frac{1,18 \cdot 10^6}{\frac{1,18 \cdot 10^6 \cdot 140 \cdot 10^{-12}}{37,1 \cdot 10^3 \cdot 1,7 \cdot 10^{-9}} - 1} = 728 \text{ k}\Omega$$

$$L_{\mu} = 2 \cdot R_z \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot \left( \sqrt{1 - \frac{R_1 \cdot C_2}{R_z \cdot C_{pN}}} + 1 \right) = 2 \cdot 728 \cdot 18,7 \cdot 167 \cdot 10^{-3} \cdot \left( \sqrt{1 - \frac{37,1 \cdot 1,7 \cdot 10^3}{728 \cdot 140}} + 1 \right) = 7,36 \text{ kH}$$

$$C'_1 = \frac{L_{\mu}}{R_z \cdot \left( \frac{L'_{\mu} \cdot \eta}{R_2 \cdot C_1} - R'_k \right)} = \frac{7,36 \cdot 10^3}{728 \cdot 10^3 \cdot \left( \frac{7,36 \cdot 10^3 \cdot 2,62}{18,7 \cdot 10^3 \cdot 167 \cdot 10^{-9}} - 1,18 \cdot 10^6 \right)} = 2,02 \text{ nF}$$

kde

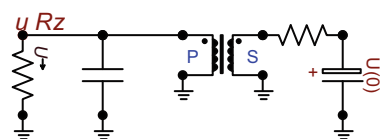
$$\eta = 1 + \frac{R'_k}{R_z} = 1 + \frac{1,18 \cdot 10^6}{728 \cdot 10^3} = 2,62$$

Skutečný odpor podélné větve transformátoru je  $R_k = 58,45 \text{ k}\Omega$ , je tedy nutno před transformátor předřadit externí odpor o hodnotě:

$$R'_{\text{Ext}} = R'_k - R_k = 1,18 \cdot 10^6 - 58,45 \cdot 10^3 = 1,122 \text{ M}\Omega$$

Hodnota indukčnosti magnetického obvodu vychází nižší než je optimální hodnota z kapitoly 4.1, dojde tedy k malému posunu doby půltýlu, která však má dost velkou toleranci.

Hodnoty činné kapacity a externího odporu je nutno přepočítat dle převodu transformátoru  $p$  na sekundární stranu. Vstupní hodnoty pro SATURABLE Transformer jsou uvedeny v Tab. 4.2 a ostatní součástky generátoru v Tab. 4.3. Na Obr. 4.2 je teoretický průběh spínacího impulsu pro nabíjecí napětí  $U_c = \sqrt{2} \cdot 220 \text{ V}$  s odečtenými parametry v Tab. 4.4.



Obr. 4.1 Schéma v ATPDraw

**Tab. 4.2 Vstupní hodnoty pro SATURABLE Transformer**

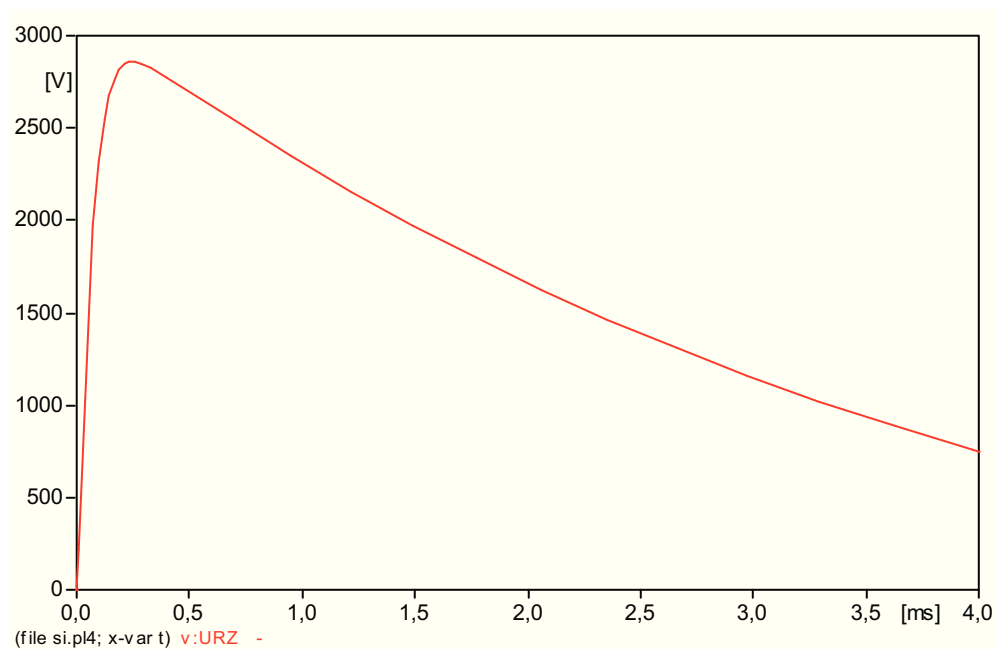
$p$ (-)	26,074
$U_1$ (kV)	5,736
$U_2$ (V)	220
$R_{1T}$ (k $\Omega$ )	31,8
$L_{1T}$ (H)	4,9
$R_{2T}$ ( $\Omega$ )	39,2
$L_{2T}$ (mH)	10,74
$R_{Fe}$ ( $\Omega$ )	$\infty$
$L'_\mu$ (H)	15,9

**Tab. 4.3 Ostatní součástky generátoru**

$C_1$ ( $\mu$ F)	1,375
$R_{Ext}$ (k $\Omega$ )	1,65
$C_{pN}$ (pF)	140
$R_z$ (k $\Omega$ )	728

**Tab. 4.4 Odečtené parametry impulzu**

$U_m$ (kV)	2,86
$U_m/U'_C$ (-)	0,353
$T_\xi$ ( $\mu$ s)	250
$T_p$ ( $\mu$ s)	2415

**Obr. 4.2 Teoretický průběh**

## Ověření měření

Pro měření byly použity nepatrně jiné součástky dle možností. Zatěžovací odpor  $R_z = 662 \text{ k}\Omega$  a činná kapacita  $C_1 = 1 \text{ }\mu\text{F}$  ( $1,49 \text{ nF}$  po přepočtu na primární stranu transformátoru). Pak hodnota externího odporu plyne z rovnice (4.4). Dále je nutno připomenout, že zatěžovací odpor  $R_z$  ve skutečnosti zahrnuje také odpor železného jádra transformátoru  $R_{Fe}$ , který vychází kolem  $6,8 \text{ M}\Omega$ , jak bylo později zjištěno.

$$R'_{\text{Ext}} = \frac{\frac{R_2 \cdot C_1}{C'_1} - R'_z}{1 - \frac{R_2 \cdot R'_z \cdot C_1}{L'_\mu}} - R_k = \frac{\frac{18,7 \cdot 10^3 \cdot 167}{1,49} - 603 \cdot 10^3}{1 - \frac{18,7 \cdot 603 \cdot 167 \cdot 10^{-6}}{7,36}} - 58,45 \cdot 10^3 = 1,95 \text{ M}\Omega$$

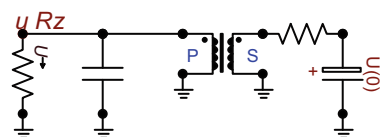
kde

$$R'_z = \frac{R_{Fe} \cdot R_z}{R_{Fe} + R_z} = \frac{6,8 \cdot 10^6 \cdot 662 \cdot 10^3}{6,8 \cdot 10^6 + 662 \cdot 10^3} = 603 \text{ k}\Omega$$

Po přepočtu na sekundární stranu transformátoru pomocí převodu  $p$  vychází externí odpor  $2,91 \text{ k}\Omega$ . Pro měření byl však použit odpor o hodnotě  $3,5 \text{ k}\Omega$ , což povede k posunu doby čela k vyšší hodnotě. Pro nabíjení činné kapacity byl použit spínaný zdroj BS 554 a stejnosměrný rozvod BM 208.

Vstupní hodnoty pro SATURABLE Transformer jsou v Tab. 4.2, do kterého byla vložena charakteristika zatíženého transformátoru z Tab. 3.4. Na Obr. 4.4 je srovnání impulzů pro nabíjecí napětí  $U_C = 99 \text{ V}$ . Parametry impulzů a další charakteristické hodnoty generátoru pro ostatní testované nabíjecí napětí jsou uvedeny v Tab. 4.5.

Z hodnot  $T_p$  lze vypočítat další nelinearitu indukčnosti magnetického obvodu v počáteční oblasti charakteristiky. Také odpor železného jádra vykazuje nelinearitu, který ovlivňuje především amplitudu impulzu. Nabíjecí energie generátoru je dána vztahem  $E = C_1 \cdot U_C^2 / 2$ , využitá energie  $E_v$  je pak odečtena pomocí programu EMTP-ATP.

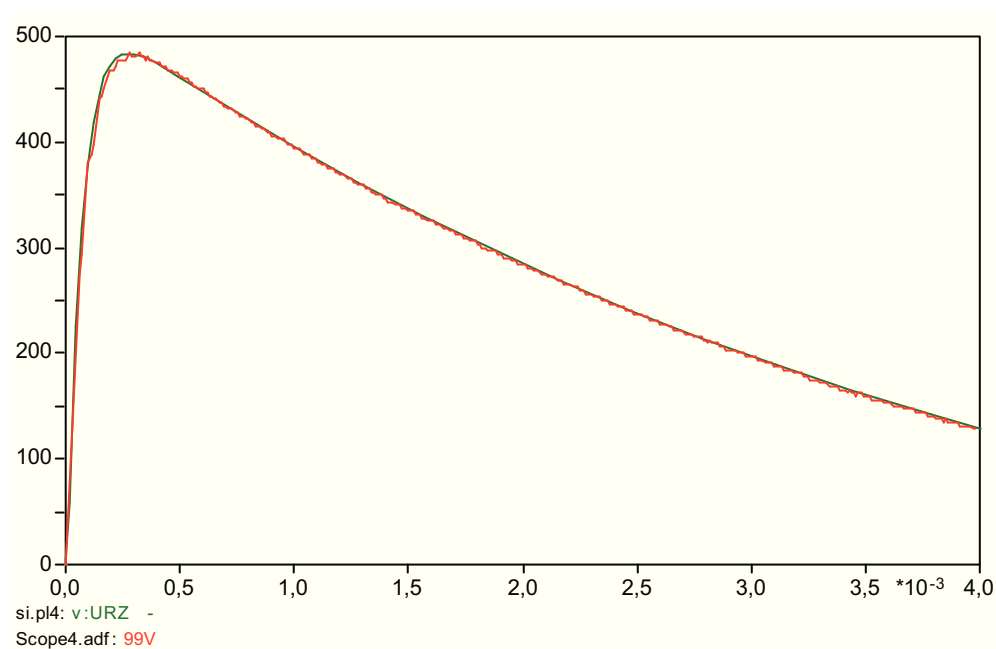


Obr. 4.3 Schéma v ATPDraw



**Tab. 4.5 Charakteristické hodnoty generátoru**

$U_C$ (V)	20	49	99	150
$U_{2T}$ (V)	3,7	9,5	20	30
$U_m$ (V)	86	228	484	712,5
$I_m$ (mA)	0,133	0,35	0,73	1,08
$T_{\xi}$ ( $\mu$ s)	280	280	290	300
$T_p$ ( $\mu$ s)	1930	2230	2440	2470
$R'_{Fe}$ (k $\Omega$ )	4,5	8	15	10
$E$ (mJ)	0,2	1,2	4,9	11,25
$E_V$ (mJ)	0,018	0,14	0,7	1,52
$\eta_E$ (%)	9	11,7	14,3	13,5

**Obr. 4.4 Srovnání impulzů**

## 5 Něco z historie návrhu

Při návrhu generátoru spínacího impulsu s transformátorem 9WN660 04 byly uvažovány všechny možné varianty, které vycházely z neznalosti některých parametrů tohoto transformátoru. Především se jednalo o odpor magnetického obvodu. Tato kapitola se proto bude dále věnovat některým dalším metodám, které mohou být příznivé při návrhu generátoru s nějakým výrazně atypickým transformátorem, poznatkům a ověřovacím měřením, která neměla pro návrh generátoru podstatný přínos, nebo nebyla objasněna.

### 5.1 Ověřovací měření

Jedinou otázkou je, jaké napětí při ověřovacích měřeních používat. Některé atypické transformátory totiž vykazují dosti výraznou frekvenční závislost a skin-effect podélné, či příčné větve. Proto je u takovýchto transformátorů použití štitkových hodnot měřených při frekvenci 50 Hz pro návrh generátoru dosti rizikové, jelikož generátor pracuje se stejnosměrným napětím, při kterém mohou být parametry transformátoru úplně jiné, tedy i tvar spínacího impulsu. Dále je pak nutno uvažovat zapínací ráz transformátoru.

#### 5.1.1 Měření nakrátko transformátoru

Měřením nakrátko byla zjištěna impedance nakrátko, která je  $Z_k = 63,2 \text{ k}\Omega$ . Ze známých hodnot odporů vinutí, které jsou dle kapitoly 3.1  $R_{1T} = 31,8 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{2T} = 39,2 \text{ }\Omega$  lze vypočítat indukčnost nakrátko  $L_k = 76,5 \text{ H}$ . Z testování transformátoru na jednotkový skok však indukčnost nakrátko vychází 12,2 H. Podélná větev je pravděpodobně frekvenčně závislá, hodnota z měření nakrátko se tedy nedá použít.

#### 5.1.2 Měření LCR metrem

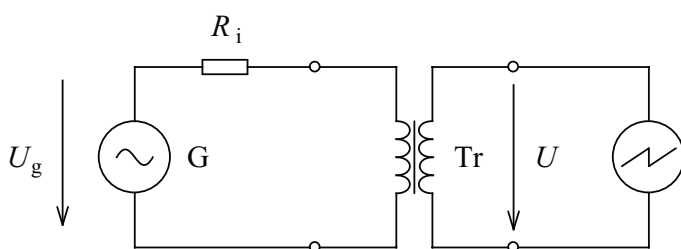
Pomocí LCR metru TEPCEL LCR612 byly měřeními zjištěny velice zajímavé hodnoty odporu a indukčnosti primární a sekundární strany transformátoru pro stav naprázdno viz. Tab. 5.1. Cílem bylo vyvodit chování příčné větve transformátoru. Po dlouhém zkoumání a pokusech pomocí programu EMTP-ATP doposud nebyla zjištěna žádná spojitost s ostatními testovacími měřeními.

**Tab. 5.1** Hodnoty - *LCR* metr

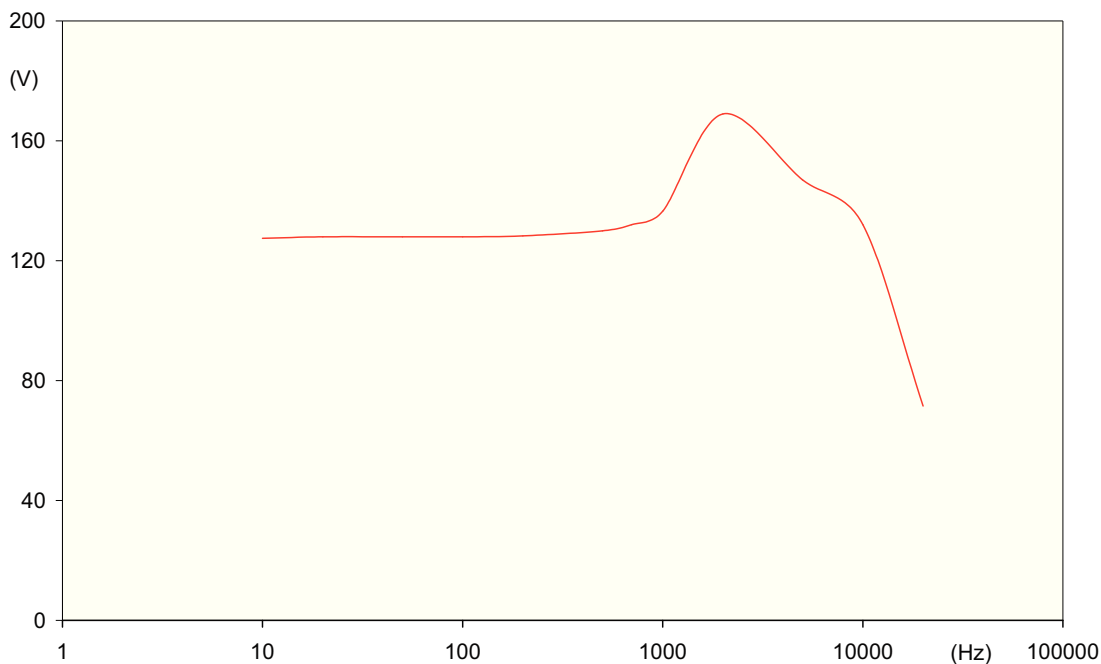
$f$ (Hz)	1000	120
$R_2$ ( $\Omega$ )	220	1150
$R_1$ (k $\Omega$ )	71	80
$L_2$ (H)	0,31	5,08
$L_1$ (H)	180	1500

### 5.1.3 Frekvenční závislost transformátoru

Dalším ověřovacím měřením, ze kterého lze ověřit přítomnost parazitních mezizávitových kapacit je frekvenční závislost transformátoru. Pro měření byl opět použit generátor impulzů s vnitřním odporem  $R_i = 5 \Omega$ , měřicí sonda 100 M $\Omega$  a osciloskopická PC karta ETC. Transformátor je napájen ze strany nízkého napětí střídavým napětím o amplitudě 5 V. Naměřené hodnoty výstupních napětí transformátoru pro určité frekvence jsou uvedeny v Tab. 5.2. Frekvenční závislost je potom na Obr. 5.2.

**Obr. 5.1** Schéma zapojení**Tab. 5.2** Naměřené hodnoty frekvenční závislosti

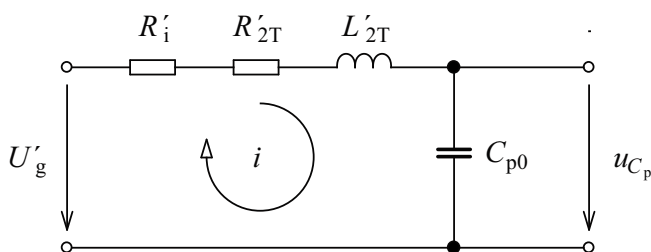
$f_g$ (Hz)	10	20	50	100	200	500	700	1000	2000	5000	10000	20000
$U$ (V)	127,5	128	128	128	128,3	130	132	136,5	169	147	132	71,5



Obr. 5.2 Frekvenční závislost transformátoru

### 5.1.3.1 Určení parazitní kapacity

Odvození parazitní kapacity dle frekvenční charakteristiky transformátoru je založeno na porovnávání amplitud změřeného a teoretického napětí pro nastavované frekvence a následném vyjádření neznámé hodnoty  $C_{p0}$ . Tato metoda se neukázala jako příliš vhodná. V celkovém schématu je totiž pro zjednodušení zanedbána příčná větev transformátoru, která by ve skutečnosti mohla být také frekvenčně závislá. Ovlivňovala by tak amplitudu. Také neznalost odporu magnetického obvodu a případný skin-effect podélné větve transformátoru vedou k malé věrohodnosti metody. Zjednodušené schéma pro transformátor naprázdno je potom na následujícím obrázku:



Obr. 5.3 Schéma - frekvenční závislost transformátoru

Pro naznačenou smyčku platí rovnice:

$$i : (R'_i + R'_{2T}) \cdot i + L'_{2T} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{1}{C_{p0}} \cdot \int_0^t i dt + u_{C_p}(0_+) = U'_g \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (5.1)$$

Pomocí Laplaceovy transformace je obraz proudu obvodem:

$$I(p) = \frac{U'_g \cdot \omega}{\left[ p \cdot (R'_i + R'_{2T}) + p^2 \cdot L'_{2T} + \frac{1}{C_{p0}} \right] \cdot (p^2 + \omega^2)} \quad (5.2)$$

Po zpětné transformaci je časová závislost proudu:

$$i = i_{ust} + i_{vp}$$

Vlastní přechodnou složku proudu  $i_{vp}$  není třeba uvažovat, celkový proud obvodem tedy bude dán pouze ustálenou složkou:

$$i = i_{ust} = I_m \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_i) = \frac{U'_g}{\sqrt{(R'_i + R'_{2T})^2 + \left( L'_{2T} \cdot \omega + \frac{1}{C_{p0} \cdot \omega} \right)^2}} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_i) \quad (5.3)$$

kde:

$$\varphi_i = \varphi_u - \arctan \left( \frac{\omega \cdot L'_{2T} - \frac{1}{\omega \cdot C_{p0}}}{R'_i + R'_{2T}} \right) = -\arctan \left( \frac{\omega \cdot L'_{2T} - \frac{1}{\omega \cdot C_{p0}}}{R'_i + R'_{2T}} \right) \quad (5.4)$$

Napětí na parazitní kapacitě potom bude:

$$u_{C_p} = \frac{1}{C_{p0}} \cdot \int_0^t i dt = \frac{-I_m}{\omega \cdot C_{p0}} \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi_i) = \frac{-U'_g \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi_i)}{\omega \cdot C_{p0} \cdot \sqrt{(R'_i + R'_{2T})^2 + \left( \omega \cdot L'_{2T} - \frac{1}{\omega \cdot C_{p0}} \right)^2}} \quad (5.5)$$

Výpočet času v maximu (či minimu) lze provést pomocí extrému funkce  $u_{c_p} = f(t)$ , první derivace této funkce se tedy musí rovnat nule. Pak extrém funkce nastává v čase:

$$t_m = - \frac{\arctan \left( \frac{\frac{1}{\omega \cdot C_{p0}} - \omega \cdot L'_{2T}}{R'_i + R'_{2T}} \right)}{\omega} \quad (5.6)$$

Maximální hodnota napětí tedy bude po dosažení času  $t_m$  do rovnice (5.5):

$$U_{c_p} = - \frac{U'_g}{\omega \cdot C_{p0} \cdot \sqrt{(R'_i + R'_{2T})^2 + \left( \omega \cdot L'_{2T} - \frac{1}{\omega \cdot C_{p0}} \right)^2}} \quad (5.7)$$

Vyjádření neznámé hodnoty  $C_{p0}$  z rovnice je pro obtížnost vhodné přenechat nějakému z matematických programů.

### ***Ověření v EMTP-ATP***

Za předpokladu rovnosti amplitudy napětí dle rovnice (5.7) se skutečnou hodnotou uvedenou v Tab. 5.2 pro zadanou frekvenci vznikne jedna rovnice o jedné neznámé  $C_{p0}$ . Hodnoty parazitních kapacit pro jednotlivé frekvence jsou pak uvedeny v Tab. 5.4.

Zadané hodnoty do rovnice (5.7):

$$p = \frac{U}{U_g} = \frac{128}{5} = 25,6$$

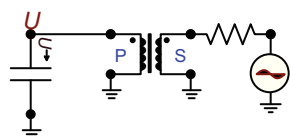
$$R'_i = R_i \cdot p^2 = 50 \cdot 25,6^2 = 32,77 \text{ k}\Omega$$

$$R'_{2T} = 39,2 \text{ }\Omega$$

$$L'_{2T} = 7,3 \text{ H ..... (z odezvy na jednotkový skok 3.3.1.1)}$$

$$\omega = 2\pi \cdot f_g$$

Z Tab. 5.4 vychází pro frekvence  $200 \div 5000$  Hz průměrná parazitní kapacita 245 pF, pro kterou jsou následně pomocí procedury SATURABLE Transformer v EMTP-ATP odečteny amplitudy pro všechny frekvence. Dále je vidět, že se parazitní kapacita pro vysoké frekvence jakoby vytrácela. Vstupní hodnoty pro SATURABLE Transformer jsou uvedeny v Tab. 5.3, odečtené amplitudy potom v Tab. 5.5. Na Obr. 5.5 je srovnání skutečné frekvenční závislosti s modelem.



Obr. 5.4 Schéma v ATPDraw

Tab. 5.3 Vstupní hodnoty

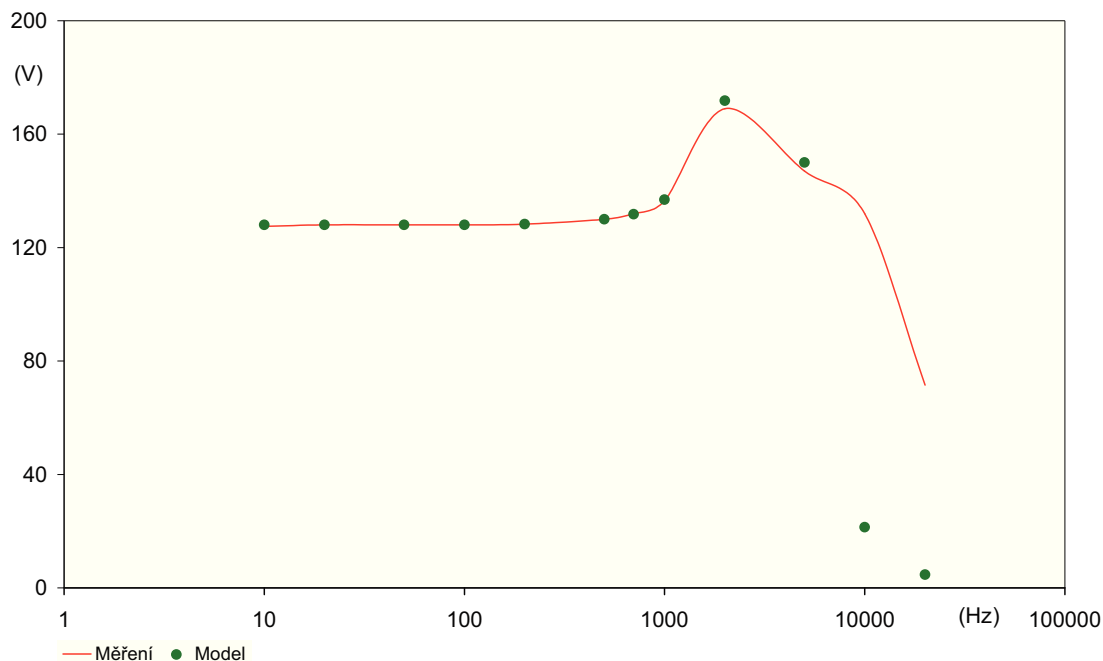
$p$ (-)	25,6
$U_1$ (kV)	5,632
$U_2$ (V)	220
$R_{1T}$ ( $\Omega$ )	0
$L_{1T}$ (H)	0
$R_{2T}$ ( $\Omega$ )	39,2
$L'_{2T}$ (H)	7,3
$R_{Fe}$ ( $\Omega$ )	$\infty$

Tab. 5.4 Hodnoty parazitních kapacit v závislosti na frekvenci

$f_g$ (Hz)	10	20	50	100	200	500	700	1000	2000	5000	10000	20000
$C_{p0}$ (pF)	přímka (více hodnot)				240	240	243	250	253	130	35	10

Tab. 5.5 Frekvenční závislost modelu

$f_g$ (Hz)	10	20	50	100	200	500	700	1000	2000	5000	10000	20000
$U$ (V)	128	128	128	128	128,3	130	131,8	136,9	171,8	150	21,4	4,7



Obr. 5.5 Srovnání - frekvenční závislost transformátoru

## 5.2 Metody návrhu generátoru s transformátorem

Jak již bylo uvedeno dříve, při návrhu generátoru spínacího impulsu s transformátorem 9WN660 04 byly uvažovány všechny možné varianty, které vycházely z neznalosti některých parametrů tohoto transformátoru. Ne všechny varianty však byly optimální a shodné s reálem. Mohou však být přínosem při návrhu generátoru s nějakým atypickým transformátorem.

### 5.2.1 Návrh generátoru metodou "pokus-omyl"

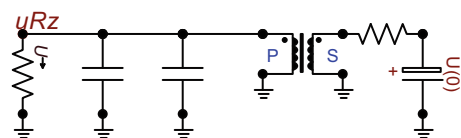
Tato metoda spočívá v náhodném výběru součástek v programu EMTP-ATP. Je to velice rychlá metoda, avšak výsledek nemusí být vždy optimální. Navržený transformátor pomocí procedury SATURABLE Transformer s parazitní kapacitou na vstupních svorkách je doplněn o nabíjecí kondenzátor  $C_1$  a externí odpor  $R_{Ext}$ .



## Ověření v EMTP-ATP

Bylo zjištěno, že součástky  $C_1$  a  $R_{\text{Ext}}$  spolu s transformátorem a parazitní kapacitou nejsou dostatečné pro generování spínacího impulsu napětí v normalizovaných hodnotách. Je zapotřebí dále připojit zatěžovací kapacitu  $C_z$  a zatěžovací odpor  $R_z$ , který ovšem snižuje celkovou amplitudu, tedy účinnost přenosu.

Hodnoty doby čela a půltýlu jsou v tolerancích normalizovaných hodnot. V následujících tabulkách Tab. 5.6 a Tab. 5.7 jsou uvedeny parametry transformátoru ze SATURABLE Transformer a další součástky pro generátor. Teoretický průběh při jmenovitém nabíjecím napětí  $U_c = \sqrt{2} \cdot 220 \text{ V}$  je na Obr. 5.7, v Tab. 5.8 jsou pak jeho parametry.



Obr. 5.6 Schéma v ATPDraw

Tab. 5.6 Vstupní hodnoty pro SATURABLE Transformer

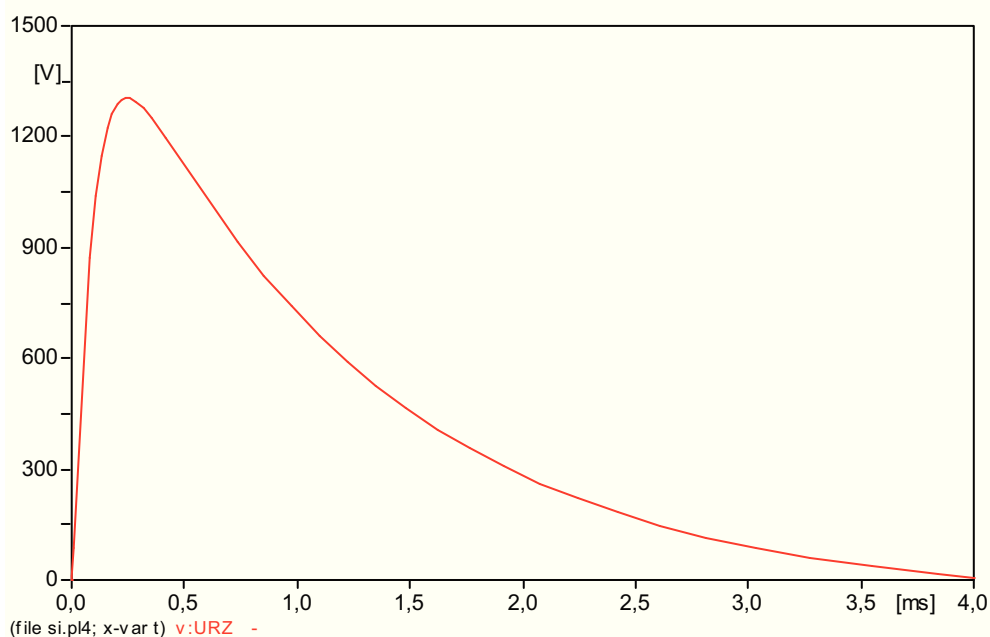
$p$ (-)	26,074
$U_1$ (kV)	5,736
$U_2$ (V)	220
$R_{1T}$ (k $\Omega$ )	31,8
$L_{1T}$ (H)	4,9
$R_{2T}$ ( $\Omega$ )	39,2
$L_{2T}$ (mH)	10,74
$R_{Fe}$ ( $\Omega$ )	$\infty$
$L'_\mu$ (H)	15,9

Tab. 5.7 Ostatní součástky generátoru

$C_1$ ( $\mu\text{F}$ )	0,5
$R_{\text{Ext}}$ (k $\Omega$ )	1,8
$C_p$ (pF)	140
$C_z$ (pF)	200
$R_z$ (k $\Omega$ )	320

**Tab. 5.8 Odečtené parametry impulsu**

$U_m$ (kV)	1,305
$U_m/U'_C$ (-)	0,161
$T_\varepsilon$ ( $\mu$ s)	250
$T_p$ ( $\mu$ s)	1120

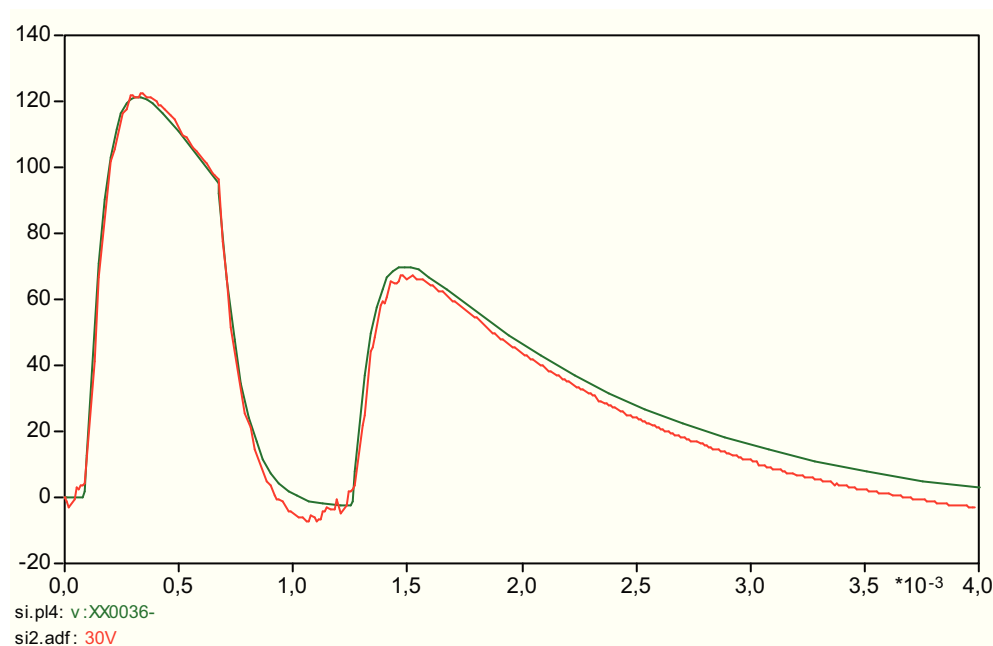
**Obr. 5.7 Teoretický průběh**

## Ověření měření

Zkušební měření bylo provedeno pro nabíjecí napětí 30 V ze spínaného zdroje BS 554. Pomocí osciloskopické PC karty ETC byl zachycen spínací impuls. Do SATURABLE Transformer je zadána nelineární charakteristika pro zatížený transformátor z Tab. 3.4 a odpor  $R'_{Fe} = 10 \text{ k}\Omega$ .

Později byla zjištěna vada spínače, který impuls usekával a vytvářel jakousi "díru" v oblasti týlu vlny. V EMTP-ATP se toto dá namodelovat pomocí odstupňování spínačů. Dále je vidět další drobná nelinearita v počáteční oblasti charakteristiky, která způsobuje rychlejší útlum týlu impulsu. Srovnání je na Obr. 5.8.

Metoda však není příliš vhodná, na rozdíl od metody z kapitoly 4 má více než dvakrát nižší amplitudu a je zapotřebí připojit další kapacitu  $C_z$ .



Obr. 5.8 Srovnání impulzů

### 5.2.2 Návrh generátoru bez uvažování parazitních kapacit

Návrh je založen na metodice z kapitoly 2.1 varianty c), tedy pro  $R_{Fe} \rightarrow \infty$ . Nyní jsou však známy parametry transformátoru a neznámé jsou kapacity  $C'_1$  a  $C'_2$ . Návrh tedy bude přesně opačný. Od vypočtené kapacity  $C'_2$  se potom odečte parazitní kapacita, která je s touto v paralelním spojení. Vznikne tak výsledná kapacita  $C_v$ . Prvky generátoru SGSA jsou navrženy dle kapitoly 1.2.1.

Dle varianty c) z kapitoly 2.1 je činná kapacita  $C_1$ , a tedy i energie  $E$  zvětšena na dostatečně velkou hodnotu  $C'_1$  tak, aby tyl impulzu ovlivňovala co nejméně. Ze vzniklého  $R'_k L_\mu$  obvodu bude hodnota odporu po porovnání časových konstant "*týlních obvodů*" podle rovnice (2.43). Pak minimální hodnota činné kapacity  $C'_1$  plyne z aperiodické podmínky (2.29). Čím větší bude tato kapacita, tím více se bude blížit doba půltýlu k normalizované hodnotě  $T_p$ .

Kapacita  $C'_2$  potom bude po porovnání časových konstant "*čelních obvodů*" dle rovnice (2.19). Podmínka (2.20) představuje jakousi kontrolu dostatečné velikosti odporu  $R'_k$  pro útlum oscilací vzniklých  $L_k C'_2$  obvodem.

## Ověření v EMTP-ATP

Generátor spínacího impulsu napětí v  $RC$  zapojení od firmy Haefely je navržen dle kapitoly 1.2.1. Vypočtené prvky a konstanty tohoto generátoru jsou potom uvedeny v Tab. 2.1 a Tab. 2.2 a parametry transformátoru 9WN660 04 v Tab. 4.1. Předpokládá se transformátor naprázdno, čili optimální indukčnost magnetického obvodu je dle kapitoly 4.1  $L'_\mu = 12,7$  H. Pak dle rovnice (2.43) bude hodnota odporu  $R'_k$  rovna:

$$R'_k = \frac{L_\mu}{R_2 \cdot C_1} = \frac{8,635 \cdot 10^3}{18,7 \cdot 10^3 \cdot 167 \cdot 10^{-9}} = 2,76 \text{ M}\Omega$$

Minimální hodnota nabíjecí kapacity  $C'_1$  plyne z aperiodické podmínky (2.29):

$$C'_1 = \frac{4 \cdot L_\mu}{R'^2_k} = \frac{4 \cdot 8,635 \cdot 10^3}{(2,76 \cdot 10^6)^2} = 4,5 \text{ nF}$$

Kapacita  $C'_2$  je dle rovnice (2.19):

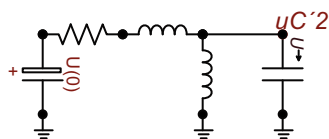
$$C'_2 = \frac{R_1 \cdot C_2}{R'_k} = \frac{37,1 \cdot 10^3 \cdot 1,7 \cdot 10^{-9}}{2,76 \cdot 10^6} = 22,9 \text{ pF}$$

Kontrola indukčnosti  $L_k$  je dle podmínky (2.20) a zkušeností:

$$L_k \leq \frac{R'^2_k \cdot C_2}{4^2} = \frac{(2,76 \cdot 10^6)^2 \cdot 22,9 \cdot 10^{-12}}{4^2} = 10,9 \text{ H}$$

Indukčnost by tedy měla být menší, nebo maximálně rovna hodnotě 10,9 H. Skutečná hodnota indukčnosti pro transformátor naprázdno dle kapitoly 3.3.1.1 je  $L'_{2T} = 7,3$  H, čili je menší, a oscilace v oblasti maxima impulsu by tedy neměly vzniknout.

Tato metoda se však použít nedá, poněvadž vypočtená kapacita  $C'_2$  je daleko menší než parazitní kapacita transformátoru a nevyhovuje tak podmínce  $C'_2 \geq C_p$ . Pro kontrolu správnosti návrhu je v EMTP-ATP sestaven jednofázový model viz. Obr. 5.9 s  $RLC$  prvky jejichž hodnoty jsou uvedeny v Tab. 5.9. Teoretický průběh spínacího impulsu pro nabíjecí napětí  $U_C = 600$  kV je potom na Obr. 5.10, jeho parametry jsou pak v Tab. 5.10.



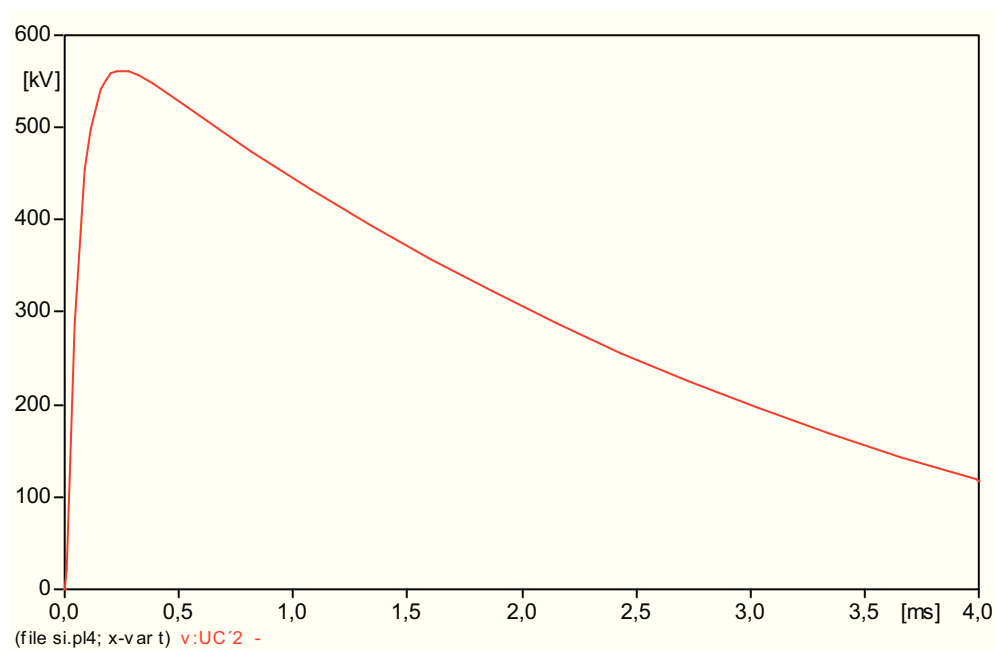
Obr. 5.9 Schéma v ATPDraw

Tab. 5.9 Součástky generátoru

$C'_1$ (nF)	4,5
$R_k$ (M $\Omega$ )	2,76
$L'_{2T}$ (H)	7,8
$L_\mu$ (kH)	8,635
$C'_2$ (pF)	22,9

Tab. 5.10 Odečtené parametry impulzu

$U_m$ (kV)	5,62
$U_m/U_C$ (-)	0,937
$T_\xi$ ( $\mu$ s)	250
$T_p$ ( $\mu$ s)	2230



Obr. 5.10 Teoretický průběh

### 5.2.3 Návrh generátoru s uvažováním parazitních kapacit

Výše uvedený postup má určité nevýhody, a to především v určování kapacity  $C_2$ . Ta musí být větší, nebo maximálně rovna parazitní kapacitě  $C_p$  transformátoru. Nedodržením této podmínky se tato metodika stává nepoužitelnou. Následující uvedené metody vycházejí z podmínky  $C_2 = C_p$ . Neznámé jsou potom nabíjecí kondenzátor  $C_1$  a odpor v podélné větvi  $R_k$  popř. externí odpor  $R_{Ext}$  a zatěžovací odpor  $R_z$ .

#### 5.2.3.1 Se zanedbáním odporu magnetického obvodu

Opět lze využít metodiku z kapitoly 2.1. Jedná se o transformátor naprázdno, tedy parazitní kapacita bude mít hodnotu  $C_{p0}$  dle kapitoly 3.3.1.1 a optimální hodnota indukčnosti  $L_\mu$  dle kapitoly 4.1.

Pak po porovnání časových konstant "*čelních obvodů*" bude hodnota odporu  $R_k$  vycházet z rovnice (2.19) a kontrola velikosti tohoto odporu dle indukčnosti podélné větve transformátoru z podmínky (2.20).

Pro návrh tílu impulsu, tedy neznámé činné kapacity  $C_1$  platí buď varianta b) a případný návrh zatěžovacího odporu  $R_z$ , a nebo varianta c), kde se činná kapacita neuvažuje. Varianta c) se však použít nedá (viz. předchozí). Taktéž návrh dle varianty a) a aperiodické podmínky (2.29), který slouží pouze pro vymezení maximální hodnoty kapacity bez ohledu na dobu půltýlu, není příliš vhodný. Prvky generátoru SGSA jsou navrženy dle kapitoly 1.2.1.

Bude-li mít po návrhu dle varianty b) tíl impulsu periodický tvar, je nutno připojit zatěžovací odpor  $R_z$ . Odvození tohoto odporu je obdobné jako v kapitole 2.1, avšak platí o něco složitější vztahy. Hodnota zatěžovacího odporu  $R_z$  je dána vtahem (5.8), hodnota odporu  $R'_k$  vtahem (5.9) a hodnota činné kapacity vtahem (5.10). Parazitní kapacita zatíženého transformátoru  $C_{pN}$  je dle kapitoly 3.3.1.2.

$$R_z = \frac{L_\mu}{4 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot \left(1 - \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}{L_\mu \cdot C_{pN}}\right)} \quad (5.8)$$

$$R'_k = \frac{R_1 \cdot R_z \cdot C_2}{R_z \cdot C_{pN} - R_1 \cdot C_2} \quad (5.9)$$

$$C'_1 = \frac{L_\mu}{R_z \cdot \left( \frac{L_\mu \cdot \eta}{R_2 \cdot C_1} - R'_k \right)} \quad (5.10)$$

kde

$$\eta = 1 + \frac{R'_k}{R_z} \quad (5.11)$$

### ***Ověření v EMTP-ATP***

Generátor spínacího impulsu napětí v  $RC$  zapojení od firmy Haefely je navržen dle kapitoly 1.2.1. Vypočtené prvky a konstanty tohoto generátoru jsou potom uvedeny v Tab. 2.1 a Tab. 2.2. Parazitní kapacita transformátoru naprázdno je dle kapitoly 3.3.1.1  $C_{p0} = 235$  pF.

Dle varianty b) vychází činná kapacita vypočtená přímo z rovnice (2.26) pro  $t = T_p$ ,  $u_{L\mu} = U_m/2$  a optimální hodnoty  $L'_\mu = 8,635$  kH pomocí PC programu Mathcad 0,67 nF, kde odpor  $R_k$  je dán rovnicí (2.19):

$$R_k = \frac{R_1 \cdot C_2}{C_{p0}} = \frac{37,1 \cdot 10^3 \cdot 1,7 \cdot 10^{-9}}{235 \cdot 10^{-12}} = 268,4 \text{ k}\Omega$$

Skutečný odpor sekundární strany transformátoru je  $R'_{2T} = 26,65 \text{ k}\Omega$ , je tedy nutno před transformátor předřadit externí odpor o hodnotě:

$$R'_{\text{Ext}} = R_k - R'_{2T} = 268,4 \cdot 10^3 - 26,65 \cdot 10^3 = 241,75 \text{ k}\Omega$$

Kontrola velikosti odporu  $R_k$  dle indukčnosti sekundární strany transformátoru plyne z podmínky (2.20) a zkušeností:

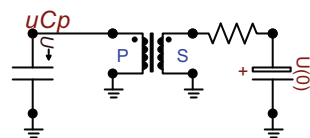
$$L'_{2T} \leq \frac{R_k^2 \cdot C_{p0}}{4^2} = \frac{(268,4 \cdot 10^3)^2 \cdot 235 \cdot 10^{-12}}{4^2} = 1,06 \text{ H}$$

Skutečná indukčnost sekundární strany transformátoru je však 7,3 H, odpor  $R_k$  tedy není dostatečně velký na to, aby utlumil oscilace vzniklé  $L'_{2T} C_{p0}$  obvodem.

Minimální hodnota činné kapacity, která plyne z aperiodické podmínky (2.29) je však vyšší než hodnota 0,67 nF vypočtená z rovnice (2.26), tudíž tlů impulzu bude periodický.

$$C'_1 \geq \frac{4 \cdot L'_\mu}{R_k^2} = \frac{4 \cdot 8,635 \cdot 10^3}{(268,4 \cdot 10^3)^2} = 480 \text{ nF}$$

Pro ilustraci je tento impulz vyroben pro nabíjecí napětí  $U_c = \sqrt{2} \cdot 220 \text{ V}$  pomocí procedury SATURABLE Transformer, jejíž vstupní hodnoty vycházejí z parametrů transformátoru 9WN660 04 (viz. Tab. 4.1), dále pak z činné kapacity a externího odporu, které je nutno přepočítat na sekundární stranu transformátoru dle převodu  $p$  (viz. Tab. 5.11, Tab. 5.12).



Obr. 5.11 Schéma v ATPDraw

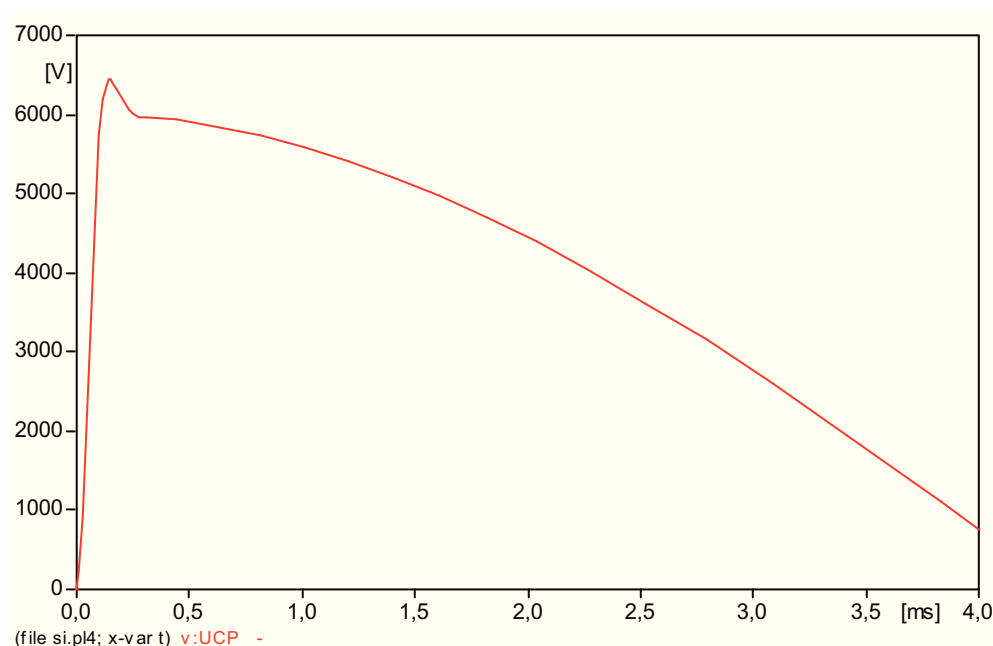
Tab. 5.11 Vstupní hodnoty pro SATURABLE Transformer

$p$ (-)	26,074
$U_1$ (kV)	5,736
$U_2$ (V)	220
$R_{1T}$ (k $\Omega$ )	0
$L_{1T}$ (H)	0
$R_{2T}$ ( $\Omega$ )	39,2
$L_{2T}$ (mH)	10,74
$R_{Fe}$ ( $\Omega$ )	$\infty$
$L'_\mu$ (H)	12,7

Tab. 5.12 Ostatní součástky generátoru

$C_1$ ( $\mu$ F)	0,456
$R_{Ext}$ ( $\Omega$ )	355,6
$C_p$ (pF)	235





Obr. 5.12 Teoretický průběh

K transformátoru 9WN660 04, činné kapacitě a externímu odporu je tedy zapotřebí ještě připojit zatěžovací odpor, který sice zajistí aperiodický tvar týlu impulzu, ale podstatně sníží amplitudu. Další výhodou zatíženého transformátoru, především jmenovitým zatížením, je jeho stabilita a zaručené štítkové hodnoty.

Parazitní kapacita pro zatížený transformátor je pak dle kapitoly 3.3.1.2  $C_{pN} = 140 \text{ pF}$  a optimální hodnota indukčnosti magnetického obvodu dle kapitoly 4.1  $L'_\mu = 15,9 \text{ H}$ . Hodnoty činné kapacity, zatěžovacího odporu a odporu  $R'_k$  jsou dle vztahů (5.8) až (5.10).

$$R_z = \frac{L_\mu}{4 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot \left(1 - \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}{L_\mu \cdot C_{pN}}\right)} = \frac{10,82}{4 \cdot 18,7 \cdot 167 \cdot 10^{-9} \cdot \left(1 - \frac{37,1 \cdot 18,7 \cdot 167 \cdot 1,7}{10,82 \cdot 10^3 \cdot 140}\right)} = 996 \text{ k}\Omega$$

$$R'_k = \frac{R_1 \cdot R_z \cdot C_2}{R_z \cdot C_{pN} - R_1 \cdot C_2} = \frac{37,1 \cdot 10^3 \cdot 996 \cdot 10^3 \cdot 1,7 \cdot 10^{-9}}{996 \cdot 10^3 \cdot 140 \cdot 10^{-12} - 37,1 \cdot 10^3 \cdot 1,7 \cdot 10^{-9}} = 823 \text{ k}\Omega$$

$$C'_1 = \frac{L_\mu}{R_z \cdot \left(\frac{L_\mu \cdot \eta}{R_2 \cdot C_1} - R'_k\right)} = \frac{10,82 \cdot 10^3}{996 \cdot 10^3 \cdot \left(\frac{10,82 \cdot 10^3 \cdot 1,826}{18,7 \cdot 10^3 \cdot 167 \cdot 10^{-9}} - 823 \cdot 10^3\right)} = 1,974 \text{ nF}$$

kde

$$\eta = 1 + \frac{R'_k}{R_z} = 1 + \frac{823 \cdot 10^6}{996 \cdot 10^3} = 1,826$$

Skutečný odpor podélné větve transformátoru je  $R_k = 58,45 \text{ k}\Omega$ , je tedy nutno před transformátor předřadit externí odpor o hodnotě:

$$R'_{\text{Ext}} = R'_k - R_k = 823 \cdot 10^3 - 58,45 \cdot 10^3 = 764,3 \text{ k}\Omega$$

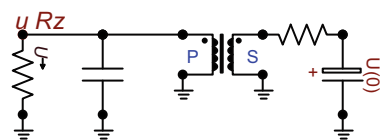
Kontrola velikosti odporu  $R'_k$  dle indukčnosti podélné větve transformátoru plyne z podmínky (2.20) a zkušeností:

$$L_k \leq \frac{R'^2_k \cdot C_{pN}}{4^2} = \frac{(823 \cdot 10^3)^2 \cdot 140 \cdot 10^{-12}}{4^2} = 5,9 \text{ H}$$

Indukčnost transformátoru je však 12,2 H, odpor  $R'_k$  tedy není dostatečně velký na to, aby utlumil oscilace vzniklé  $L_k C_{pN}$  obvodem. Čelo impulsu pak bude pravděpodobně posunuto popř. zdeformováno oscilacemi. Hodnoty činné kapacity a externího odporu je nutno přepočítat dle převodu transformátoru  $p$  na sekundární stranu.

Vstupní hodnoty pro SATURABLE Transformer jsou uvedeny v Tab. 5.13 a ostatní součástky generátoru v Tab. 5.14. Na Obr. 5.14 je teoretický průběh spínacího impulsu pro nabíjecí napětí  $U_c = \sqrt{2} \cdot 220 \text{ V}$  s odečtenými parametry v Tab. 5.15.

Nevýhodou této metody je možnost nedodržení aperiodické podmínky (2.20). Následně dochází k posunu popř. deformaci v oblasti čela impulsu. V tomto případě je rozdíl minimální a doba čela je ještě v toleranci normalizované hodnoty. Odstraněním této nevýhody se blíže zabývá obdobná metoda dle kapitoly 4.2, která je založena na této aperiodické podmínce.



Obr. 5.13 Schéma v ATPDraw

**Tab. 5.13** Vstupní hodnoty pro SATURABLE Transformer

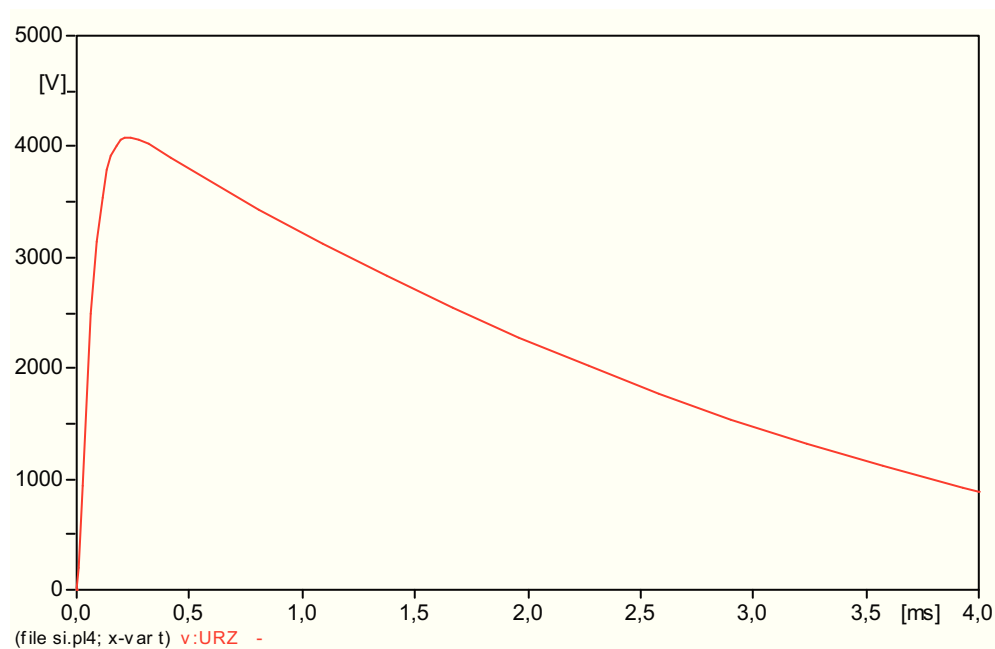
$p$ (-)	26,074
$U_1$ (kV)	5,736
$U_2$ (V)	220
$R_{1T}$ (k $\Omega$ )	31,8
$L_{1T}$ (H)	4,9
$R_{2T}$ ( $\Omega$ )	39,2
$L_{2T}$ (mH)	10,74
$R_{Fe}$ ( $\Omega$ )	$\infty$
$L'_\mu$ (H)	15,9

**Tab. 5.14** Ostatní součástky generátoru

$C_1$ ( $\mu$ F)	1,34
$R_{Ext}$ (k $\Omega$ )	1,12
$C_{pN}$ (pF)	140
$R_z$ (k $\Omega$ )	996

**Tab. 5.15** Odečtené parametry impulzu

$U_m$ (kV)	4,08
$U_m/U'_C$ (-)	0,503
$T_\xi$ ( $\mu$ s)	234
$T_p$ ( $\mu$ s)	2240

**Obr. 5.14** Teoretický průběh

### 5.2.3.2 Se zanedbáním indukčnosti magnetického obvodu

Neuplatní-li se při výrobě spínacího impulsu napětí indukčnost magnetického obvodu transformátoru, nebo bude-li tato indukčnost podstatně vyšší než odpor železného jádra, je možno uvažovat pouze tento odpor, jehož hodnotu lze určit pouze ze ztrát naprázdno. Dále za předpokladu, že součet odporu nakrátko transformátoru  $R_k$  s externím odporem  $R'_{\text{Ext}}$  bude natolik velký, aby potlačil oscilace vzniklé  $L_k C_p$  obvodem, vznikne obvod viz. Obr. 1.2, který lze řešit pomocí Angeliniho rovnic.

$$R_k = \frac{\alpha \cdot \Theta}{C'_1} \cdot (1 - \sqrt{1 - X}) \quad (5.12)$$

$$R'_z = \frac{\alpha \cdot \Theta}{C'_1 + C_p} \cdot (1 + \sqrt{1 - X}) \quad (5.13)$$

$$\Theta = \sqrt{R_k \cdot R'_z \cdot C'_1 \cdot C_p} \quad (5.14)$$

kde

$$\Theta = T_c \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\ln \frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1}}} \quad (5.15)$$

$$X = \frac{1}{\alpha^2} \cdot \left( 1 + \frac{C'_1}{C_p} \right) \quad (5.16)$$

Řešením soustavy rovnic (5.12), (5.13) a (5.14) je neznámá  $C'_1$ , kterou určuje rovnice (5.17). Odpor  $R_k$  je pak dle rovnice (5.12) a odpor  $R'_z$  dle rovnice (5.13).

$$C'_1 = C_p \cdot (\alpha^2 - 1) \quad (5.17)$$

**Ověření v EMTP-ATP**

Konstanta  $\alpha$  je pro spínací impuls s poměrem doby čela a půltýlu 250/2500 rovna 3,62. Potom konstanta  $\Theta$  je dle rovnice (5.14):

$$\Theta = T_{\xi} \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\ln \frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1}}} = 250 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{3,62^2 - 1}}{\ln \frac{3,62 + \sqrt{3,62^2 - 1}}{3,62 - \sqrt{3,62^2 - 1}}} = 444 \mu\text{s}$$

Parazitní kapacita transformátoru je dle kapitoly 3.3.1.2 140 pF za předpokladu zatíženého transformátoru. Po dosazení do rovnice (5.17) je kapacita  $C'_1$  rovna:

$$C'_1 = C_{pN} \cdot (\alpha^2 - 1) = 140 \cdot 10^{-12} \cdot (3,62^2 - 1) = 1,69 \text{ nF}$$

Po dosazení do (5.12) a (5.13) vychází odpory  $R'_k$  a  $R'_z$ :

$$R'_k = \frac{\alpha \cdot \Theta}{C'_1} \cdot (1 - \sqrt{1 - X}) = \frac{3,62 \cdot 444 \cdot 10^{-6}}{1,69 \cdot 10^{-9}} \cdot (1 - \sqrt{1 - 1}) = 948,46 \text{ k}\Omega$$

$$R'_z = \frac{\alpha \cdot \Theta}{C'_1 + C_{pN}} \cdot (1 + \sqrt{1 - X}) = \frac{3,62 \cdot 444 \cdot 10^{-6}}{1,69 \cdot 10^{-9} + 140 \cdot 10^{-12}} \cdot (1 - \sqrt{1 - 1}) = 876 \text{ k}\Omega$$

kde

$$X = \frac{1}{\alpha^2} \cdot \left( 1 + \frac{C'_1}{C_{pN}} \right) = \frac{1}{3,62^2} \cdot \left( 1 + \frac{1,69 \cdot 10^{-9}}{140 \cdot 10^{-12}} \right) = 1$$

Kontrola velikosti odporu  $R'_k$  dle indukčnosti podélné větve transformátoru plyne z podmínky (2.20) a zkušeností:

$$L_k \leq \frac{R'^2_k \cdot C_{pN}}{4^2} = \frac{(948,46 \cdot 10^3)^2 \cdot 140 \cdot 10^{-12}}{4^2} = 7,9 \text{ H}$$

Skutečná indukčnost transformátoru je však 12,2 H, odpor  $R'_k$  tedy není dostatečně velký na to, aby utlumil oscilace vzniklé  $L_k C_{pN}$  obvodem. Čelo impulsu pak bude pravděpodobně nepatrně posunuto popř. zdeformováno oscilacemi.

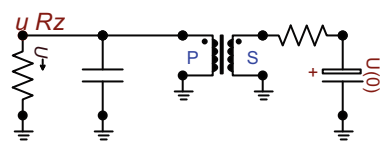
Rozdíl hodnoty  $R'_k$  se skutečným odporem nakrátko transformátoru  $58,45 \text{ k}\Omega$  vykompenzuje externí odpor, který je nutno pro SATURABLE Transformer, stejně jako nabíjecí kondenzátor, přepočítat dle převodu  $p$  na sekundární stranu transformátoru:

$$R'_{\text{Ext}} = R'_k - R_k = 948,46 \cdot 10^3 - 58,45 \cdot 10^3 = 890 \text{ k}\Omega$$

Stejně tak odpor  $R'_z$  vykompenzuje skutečný zatěžovací odpor  $R_z$  na hodnotu odporu magnetického obvodu  $R_{\text{Fe}}$ , který je s tímto paralelně. Musí však platit podmínka  $R'_z \ll R_{\text{Fe}}$ , jinak je nutno uvažovat transformátor naprázdno a parazitní kapacitu  $C_{p0}$  dle kapitoly 3.3.1.1. Za předpokladu  $R_{\text{Fe}} = 2 \text{ M}\Omega$  bude skutečný zatěžovací odpor:

$$R_z = \frac{1}{\frac{1}{R'_z} - \frac{1}{R_{\text{Fe}}}} = \frac{1}{\frac{1}{876 \cdot 10^3} - \frac{1}{2 \cdot 10^6}} = 1,56 \text{ M}\Omega$$

Vstupní hodnoty pro SATURABLE Transformer jsou uvedeny v Tab. 5.16 a ostatní součástky generátoru v Tab. 5.17. Na Obr. 5.16 je teoretický průběh spínacího impulsu pro nabíjecí napětí  $U_c = \sqrt{2} \cdot 220 \text{ V}$  a v Tab. 5.18 pak jeho parametry.



Obr. 5.15 Schéma v ATPDraw

Tab. 5.16 Vstupní hodnoty pro SATURABLE Transformer

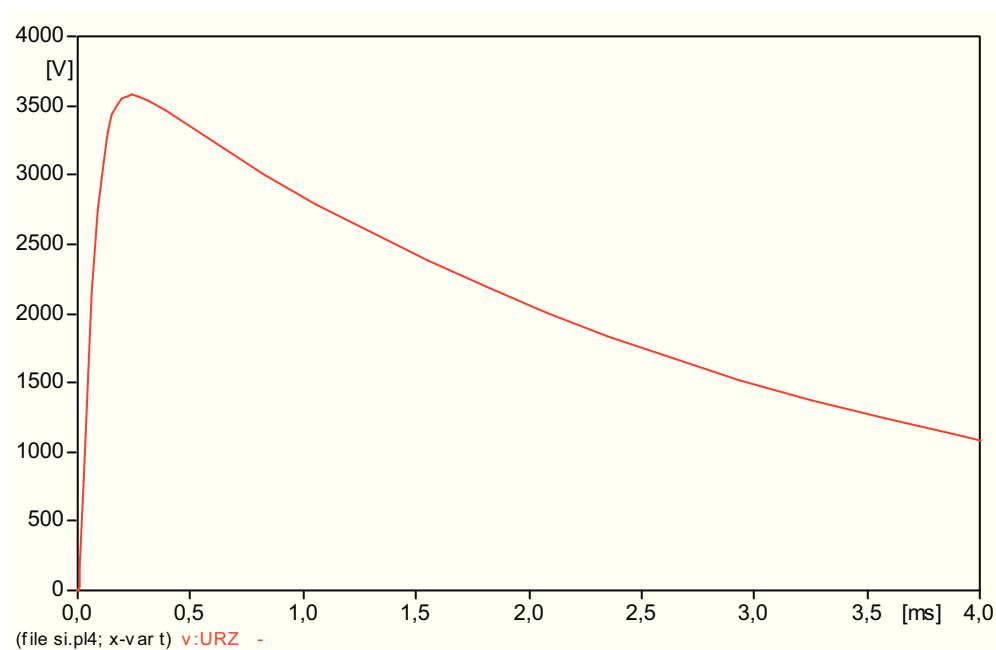
$p$ (-)	26,074
$U_1$ (kV)	5,7363
$U_2$ (V)	220
$R_{1T}$ (k $\Omega$ )	31,8
$L_{1T}$ (H)	4,9
$R_{2T}$ ( $\Omega$ )	39,2
$L_{2T}$ (mH)	10,74
$R'_{\text{Fe}}$ (k $\Omega$ )	2,94
$L_\mu$ (H)	$\infty$

**Tab. 5.17** Ostatní součástky generátoru

$C_1$ ( $\mu\text{F}$ )	1,15
$R_{\text{Ext}}$ ( $\text{k}\Omega$ )	1,31
$R_z$ ( $\text{M}\Omega$ )	1,56
$C_p$ ( $\text{pF}$ )	140

**Tab. 5.18** Odečtené parametry impulsu

$U_m$ (kV)	3,58
$U_m/U'_C$ (-)	0,441
$T_c$ ( $\mu\text{s}$ )	236
$T_p$ ( $\mu\text{s}$ )	2520

**Obr. 5.16** Teoretický průběh

## Závěr

Úkolem této diplomové práce bylo vytvořit metodiku návrhu dosud nepoužívaného generátoru spínacího impulsu napětí s transformátorem a tuto metodiku ověřit, pokud možno také prakticky.

Pro návrh a budoucí výrobu speciálního transformátoru ve funkci generátoru spínacího impulsu napětí se jako nejlepší ukázalo použít metodiku se zatěžovacím odporem  $R_z$ , která je založena na porovnávání časových konstant s Angeliniho rovnicemi. Zatěžovací odpor je důležitý z hlediska aperiodického tvaru týlu impulsu a stability transformátoru, nevýhodou je značný pokles amplitudy impulsu. Kapacity  $C_1$ ,  $C_2$  jsou navrženy dle katalogu generátorů v  $RC$  zapojení, které zajišťují danou nabíjecí energii. Za předpokladu nedostatečného odporu nakrátko transformátoru je dále nutno připojit externí odpor  $R_{Ext}$ .

V opačném případě (tzn. při známých parametrech transformátoru) je nutno kapacity  $C_1$ ,  $C_2$  zpětně dopočítat. Použitý transformátor 9WN660 04 obsahuje parazitní mezizávitové kapacity, které je možno po zjednodušení na soustředěný parametr považovat za zatěžovací kapacitu  $C_2$ , její hodnota je pro zatížený transformátor 140 pF. Za nejvhodnější metodu je opět považována metodika se zatěžovacím odporem, jehož optimální hodnota byla stanovena na 728 k $\Omega$ . Dále je pak nutno předřadit externí odpor o hodnotě 1,65 k $\Omega$ . Činná kapacita  $C_1$  pak má hodnotu 1,375  $\mu$ F.

Praktické ověření potvrdilo teoretické předpoklady. Doba čela a půltýlu impulsu jsou pro všechna testovaná nabíjecí napětí v tolerancích normalizovaných hodnot. Amplituda se pohybuje kolem 18 % nabíjecího napětí a využití nabíjecí energie kolem 12 %. Z amplitudy a doby půltýlu u jednotlivých impulsů je patrná nelinearita příčné větve transformátoru.



## Seznam obrázků

Obr. 1.1	Vyhodnocení normalizovaného spínacího impulsu napětí .....	3
Obr. 1.2	Schéma zapojení generátoru spínacího impulsu napětí .....	3
Obr. 1.3	Schéma jednostupňového generátoru spínacího impulsu napětí .....	4
Obr. 1.4	Schéma jednostupňového generátoru spínacího impulsu napětí .....	4
Obr. 1.5	Schéma zapojení generátoru spínacího impulsu napětí s transformátorem .....	6
Obr. 2.1	$RLC(-C)$ obvod .....	7
Obr. 2.2	Naznačení smyčkových proudů v obvodu $RLC(-C)$ .....	7
Obr. 2.3	Obvod čela impulsu .....	11
Obr. 2.4	$RC$ Obvod čela impulsu .....	12
Obr. 2.5	Obvod týlu impulsu .....	13
Obr. 2.6	$RC$ obvod týlu impulsu .....	14
Obr. 2.7	Teoretické průběhy napětí $u_{C2}$ a $u_{L\mu}$ .....	17
Obr. 2.8	Schéma v ATPDraw .....	20
Obr. 2.9	Srovnání impulsů .....	20
Obr. 2.10	Impulz dle varianty b) se zatěžovacím odporem $R_z$ .....	21
Obr. 3.1	Schéma zapojení .....	22
Obr. 3.2	Charakteristika proudu naprázdno transformátoru .....	23
Obr. 3.3	Schéma zapojení .....	24
Obr. 3.4	Odezva transformátoru na jednotkový skok $u_{Cp0}$ a $u_{CpN}$ .....	24
Obr. 3.5	Schéma - odezva transformátoru naprázdno na jednotkový skok .....	25
Obr. 3.6	Schéma v ATPDraw .....	27
Obr. 3.7	Srovnání - odezva transformátoru naprázdno na jednotkový skok .....	27
Obr. 3.8	Schéma - odezva zatíženého transformátoru na jednotkový skok .....	28
Obr. 3.9	Srovnání - odezva zatíženého transformátoru na jednotkový skok .....	30
Obr. 3.10	Schéma zapojení .....	30
Obr. 3.11	Odezva indukčnosti magnetického obvodu při sepnutí .....	31
Obr. 3.12	Schéma v ATPDraw .....	31
Obr. 3.13	Charakteristiky indukčnosti magnetického obvodu .....	32
Obr. 3.14	Odezva indukčnosti magnetického obvodu při zatížení .....	33
Obr. 3.15	Odezva indukčnosti magnetického obvodu naprázdno .....	33
Obr. 4.1	Schéma v ATPDraw .....	38
Obr. 4.2	Teoretický průběh .....	39
Obr. 4.3	Schéma v ATPDraw .....	40
Obr. 4.4	Srovnání impulsů .....	41
Obr. 5.1	Schéma zapojení .....	43
Obr. 5.2	Frekvenční závislost transformátoru .....	44
Obr. 5.3	Schéma - frekvenční závislost transformátoru .....	44
Obr. 5.4	Schéma v ATPDraw .....	47
Obr. 5.5	Srovnání - frekvenční závislost transformátoru .....	48

Obr. 5.6 Schéma v ATPDraw .....	49
Obr. 5.7 Teoretický průběh .....	50
Obr. 5.8 Srovnání impulzů .....	51
Obr. 5.9 Schéma v ATPDraw .....	53
Obr. 5.10 Teoretický průběh .....	53
Obr. 5.11 Schéma v ATPDraw .....	56
Obr. 5.12 Teoretický průběh .....	57
Obr. 5.13 Schéma v ATPDraw .....	58
Obr. 5.14 Teoretický průběh .....	59
Obr. 5.15 Schéma v ATPDraw .....	62
Obr. 5.16 Teoretický průběh .....	63

## Literatura

- [1] Akademik Veverka, A.: Technika vysokých napětí, SNTL/ALFA Praha, 1982
- [2] doc. Dr.Ing. Mach, V.: Skriptum Technika vysokého napětí, ES VŠB-TU Ostrava, 2001
- [3] doc. Dr.Ing. Mach, V.: Cvičení z TVN. Ostrava, ES VŠB, 1991
- [4] Haefely. WWW: <<http://www.haefely.com/10-products/10-impulse-voltage-testing.php>>
- [5] Bauer, M.: Skriptum Teorie obvodů, VUT Brno, 1988
- [6] Svoboda, J.: Bakalářská práce, 2009
- [7] Rule Book EMTP-ATP